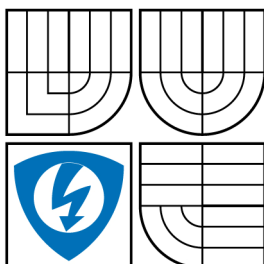


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNologií
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

LABORATORNÍ ÚLOHA ZAMĚŘENÁ NA OBVODY SE SPÍNANÝMI KAPACITORY

LABORATORY DEVICE FOCUSED ON THE SWITCHED CAPACITOR CIRCUITS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. LUKÁŠ URBAN

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jiří PETRŽELA, Ph.D.

BRNO 2009

ANOTACE

Tato diplomová práce je zaměřena na důkladné seznámení se s principy funkce obvodů se spínanými kapacitami (SC-Switched Capacitor) a s možností jejich aplikace převážně v kmitočtových filtrech, popř. generátorech signálů.

Úvodem práce je pojednáno o historii vzniku a prvních zmínkách obvodů se spínanými kapacitami. Jsou zde uvedeny odkazy na první vědecké práce a vědce, kteří se touto problematikou zabývali. Blíže je rozebrána prvotní Maxwellova myšlenka nahrazení ztrátového prvku (rezistoru) v elektrickém obvodu bezztrátovým prvkem (spínaným kapacitorem).

V další kapitole této práce jsou uvedeny druhy spínání kondenzátorů a jejich využití v jednoduchých RC filtrech, v konstrukcích invertujících nebo neinvertujících integrátorů a jejich uplatnění v složitějších filtrech vyšších řádů. Zmíněny jsou i jejich výhody a nevýhody oproti obvodům složených výhradně z diskretních součástek.

Jako velmi elementární zapojení je zmíněna spínaná dolní propust realizovaná analogovým multiplexerem 4053. Dále pak pomocí integrovaného obvodu LTC1043, jehož struktura a vlastnosti jsou v práci detailně rozebrány a popsány, byly navrženy a následně odsimulovány v programu OrCAD PSpice v.10 jednoduché filtry 1. řádu: pasivní RC dolní, horní propust a zapojení invertujícího a neinvertujícího integrátoru.

Další kapitola se zabývá IO filtry vyšších řádů a blíže je v ní rozebrána struktura a vlastnosti integrovaného filtru LTC1060. Kromě tohoto IO jsou zde uvedeny další méně komerčně dostupné integrované filtry od společností Linear Technology a MAXIM.

Hlavním cílem diplomové práce bylo navrhnout laboratorní přípravek a sestavit laboratorní úlohu zaměřenou na obvody se spínanými kapacitami. Laboratorní přípravek byl navržen s integrovanými obvody LTC1043 a LTC1060, pomocí kterých jsou demonstrovány: pasivní a aktivní integrátor, pásmová propust 2. řádu a pásmová propust 4. řádu s Chebyshevovou aproximací.

Klíčová slova:

Obvody se spínanými kapacitami, spínaný kondenzátor, princip simulace rezistoru, filtry se spínanými kapacitami, spínané filtry vyšších řádů, invertující, neinvertující integrátor, multiplexer HC4053, LTC1043, LTC1060, simulace spínaných filtrů, laboratorní přípravek, laboratorní úloha, aktivní pásmová propust 2. a 4. řádu, Chebyshevova, Butterworthova, Besselova, Caueirova aproximace, modulové kmitočtové charakteristiky, šířka pásma, činitel jakosti, zvlnění.

ABSTRACT

This Master's thesis is focused on through acquaintance of principles of the function circuits with switched capacitors and possibility of their application mainly in frequency filters or signal generators.

The origin of the switched capacitor circuits is mentioned at the beginning of the work. There are references to the first scientific work and scientists who have dealt with this issue. Maxwell's idea: lossy element (resistor) replace with lossless element (switched capacitor) in electric circuit, is further described.

In the next chapter of this work are listed types of switching capacitors and their use in simple RC filters and in structures of inverted or noninverted integrators and their application in more complex higher order filters. The advantages and disadvantages of SC circuits versus circuit composed of discrete components are shown.

It is also listed a simple low-pass switched RC filter implemented with analogue multiplexer 4053. Using the LTC1043 integrated circuit, which structure and properties are described and analyzed in detail in the work, the 1st order active or passive low and high pass filters were designed and subsequently simulated in the computer simulator OrCAD PSpice v.10.

Another chapter deals with the integrated circuits higher order filters, structure and properties of the integrated filter LTC1060 are further analyzed here. Except this IC there are mentioned integrated filters commercially less available from the corporations Linear Technology and Maxim.

The main objective of thesis was to propose and establish laboratory device and laboratory measurement focused on the switched capacitor circuits. The laboratory device has been designed with integrated circuits LTC1043 and LTC1060, which is demonstrated by using passive and active integrator, 2nd order band-pass and 4th order band-pass with Chebyshev approximation.

Keywords:

The circuits with switched capacitors, resistor simulation principle, filters with switched capacitors, higher order switched filters, inverted, non-inverted integrator, multiplexer HC4053, LTC1043, LTC1060, simulation of switched filters, laboratory device, measurement, the active 2nd and 4th order band-pass, Chebyshev, Butterworth, Bessel, Cauer approximation, bandwidth, frequency characteristic, quality factor, ripple.

Bibliografická citace:

URBAN, L. *Laboratorní úloha zaměřená na obvody se spínanými kapacitami*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Laboratorní úloha zaměřená na obvody se spínanými kapacitami“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne 29. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Jiřímu PETRŽELOVI, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. června 2009

.....
podpis autora

OBSAH

1. ÚVOD.....	1
1.1. HISTORIE VZNIKU OBVODŮ SE SPÍNANÝMI KAPACITORY	1
1.2. PRVNÍ ZMÍNKY O OBVODECH SE SPÍNANÝMI KAPACITORY	2
1.2.1. <i>Obvody se spínanými proudy vs. obvody SC</i>	3
2. POPIS A VYUŽITÍ OBVODŮ SE SPÍNANÝMI KAPACITORY.....	4
2.1. POUŽÍVANÉ APROXIMUJÍCÍ TRANSFORMACE	4
2.1.1. <i>Transformace BD</i>	5
2.1.2. <i>Transformace BL</i>	5
2.2. PRINCIP SIMULACE REZISTORU KAPACITOREM PODLE MAXWELLA	5
2.2.1. <i>Zhodnocení Maxwellova principu simulace rezistoru kapacitorem</i>	7
2.3. ZPŮSOBY SIMULACE REZISTORU SPÍNANÝM KAPACITOREM (R-SC)	8
2.3.1. <i>Simulace zeměného rezistoru obvodem SC (R-SC-BD)</i>	8
2.3.2. <i>Simulace plovoucích rezistorů obvodu SC (R-SC-FD)</i>	8
2.4. SIMULACE SPÍNANÉHO INTEGRÁTORU (I-SC).....	9
2.4.1. <i>Invertující integrátor SC (II-SC)</i>	9
2.4.2. <i>Neinvertující integrátor SC (NI-SC)</i>	9
2.4.3. <i>Bilineární invertující integrátor (II-SC-BL)</i>	10
2.5. TYPY APROXIMACÍ FREKVENČNÍCH FILTRŮ.....	11
2.5.1. <i>Besselova aproximace</i>	11
2.5.2. <i>Butterworthova aproximace</i>	11
2.5.3. <i>Chebyshevova aproximace</i>	11
2.5.4. <i>Cauerova aproximace</i>	11
2.6. SIMULACE KMITOČTOVÝCH FILTRŮ SPÍNANÝMI KAPACITORY	12
2.6.1. <i>Vliv aperturového zkreslení ve filtrech SC</i>	12
2.6.2. <i>Výhody SC filtrů oproti aktivním filtrům</i>	12
2.6.3. <i>Nevýhody SC filtrů</i>	13
2.6.4. <i>Příklad aktivního SC filtru náhradou všech rezistorů spínanými ekvivalenty</i>	14
2.6.5. <i>Simulace bkvadu SC pomocí spínaných integrátorů</i>	15
2.6.6. <i>Simulace bkvadů SC odvozeného z obvodů ARC</i>	16
3. NÁVRH A SIMULACE SPÍNANÝCH FILTRŮ	17
3.1. REALIZACE JEDNODUCHÝCH SC FILTRŮ ŘÍZENÝM MULTIPLEXEREM	17
3.1.1. <i>Příklad realizace spínané dolní propusti multiplexerem 4053</i>	18
3.2. PŘESNÝ STAVEBNÍ BLOK LTC1043.....	20
3.2.1. <i>Návrh pasivních filtrů využívajících principu spínaných kapacitorů</i>	21
3.2.2. <i>Příklad realizace spínané DP 1. řádu</i>	22
3.2.3. <i>Příklad realizace spínané HP 1. řádu</i>	26
3.2.4. <i>Příklad realizace invertujícího integrátoru (II-SC)</i>	29
3.2.5. <i>Příklad realizace neinvertujícího integrátoru SC (NI-SC)</i>	30

4. INTEGROVANÉ FILTRY SC	31
4.1. INTEGROVANÉ FILTRY LTC1060	32
4.1.1. Podrobný popis LTC1060.....	32
4.1.2. Nejpoužívanější pracovní módy LTC1060.....	34
4.2. INTEGROVANÉ SC FILTRY FIRMY MAXIM	36
4.2.1. Filtry s pevně nastaveným průběhem kmitočtové charakteristiky.....	37
4.2.2. Programovatelné filtry pomocí PC.....	37
4.2.3. Filtry přímo programovatelné na příslušném vývodu	37
4.2.4. Filtry přímo programovatelné na příslušném vývodu a externím rezistorem.....	38
4.2.5. Filtry programovatelné externími rezistory.....	38
4.2.6. Stejnoseměrně přesné dolní propusti.....	38
5. LABORATORNÍ PŘÍPRAVEK.....	39
5.1. KONSTRUKCE PŘÍPRAVKU	39
5.1.1. Externí hodinový signál.....	40
5.1.2. Napájení a ochrana přípravku.....	40
5.2. VYUŽITÍ PŘÍPRAVKU	41
5.2.1. Pasivní a aktivní integrátor	42
5.2.2. Aktivní pásmová propust 2. řádu.....	42
5.2.3. Pásmová propust 4. řádu s Chebyshevovou aproximací	43
6. LABORATORNÍ ÚLOHA.....	44
6.1. CÍLE LABORATORNÍ ÚLOHY	44
6.2. ZADÁNÍ ÚLOHY	44
6.3. POSTUP MĚŘENÍ	45
6.4. VYPRACOVÁNÍ LABORATORNÍ ÚLOHY	46
6.4.1. Měření modulové kmitočtové charakteristiky pasivního integrátoru.....	46
6.4.2. Měření modulové kmitočtové charakteristiky aktivního ztrátového integrátoru.....	47
6.4.3. Měření modulové kmitočtové charakteristiky aktivní pásmové propusti 2. řádu....	49
6.4.4. Měření modulových kmitočtových charakteristik aktivní pásmové propusti 4. řádu s Chebyshevovou aproximací.	50
6.5. ZHODNOCENÍ LABORATORNÍ ÚLOHY	52
7. ZÁVĚR	54
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	55
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	56
SEZNAM TABULEK	57
SEZNAM PŘÍLOH.....	57
SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ	58

1. Úvod

Tato diplomová práce je z velké části zaměřena na důkladné seznámení se s principy funkce obvodů se spínanými kapacitami (SC-Switched Capacitor) a s možnostmi jejich aplikace převážně v kmitočtových filtrech, popř. generátorech signálů.

Obvody se spínanými kapacitami přinášejí mnohé výhody, které budou podrobněji zmíněny dále, avšak hlavní důvod jejich zavedení byl jistě ten, že se od počátku vzniku elektronických systémů klade velký důraz na miniaturizaci, jednak jednotlivých prvků v obvodu nebo i celého elektronického systému. Dalším hlavním důvodem byla jistě i nutnost vývoje smíšených obvodů, podmíněného stejnou technologií výroby. Tato podmínka byla splněna použitím technologie CMOS, kterou lze realizovat analogovou i digitální část elektronického systému.

V dnešní době se běžný uživatel setkává s obvody SC především ve formě integrovaných filtrů, v kodecích, v obvodech AD převodníků nebo signálových procesorů a v poslední řadě např. v modulátorech sigma-delta.

V práci byly vybrány vhodné a komerčně dostupné integrované obvody využívající principu spínaných kapacitorů, byla rozebrána jejich vnitřní struktura a vhodné využití. Byla provedena simulace těchto obvodů ve vybraném simulačním programu OrCAD Pspice a na základě získaných poznatků byla závěrem práce vytvořena laboratorní úloha využívající těchto IO, jako základní stavební prvek ve spínaných frekvenčních filtrech.

1.1. Historie vzniku obvodů se spínanými kapacitami

Nejrozšířenější oblastí využití obvodů se spínanými kapacitami je kmitočtová filtrace. Obvody se spínanými kapacitami vznikly v důsledku vývoje kmitočtových filtrů od klasických pasivních filtrů RLC až po aktivní zcela integrované filtry ARC. První integrované obvody pracující na principu obvodů SC se objevily na trhu koncem 70. let 20. století. Postupem času se obvody SC rozšířily do mnoha oblastí nelineárního zpracování signálu, analogové číslicové konverze i silnoproudé elektroniky.

V kvalitních kmitočtových filtrech jsou často nezastupitelným prvkem induktory, které jsou však ztrátové (nevratná přeměna elektrické energie v teplo) a díky jejím malým rozměrům stojíme často před problémem jejich těžko realizovatelné miniaturizace. Proto se počátkem 60. let 20. století objevily snahy o náhradu induktoru aktivními prvky. Tímto byl spuštěn vývoj a posléze výroba aktivních RC filtrů (ARC filtrů). Tyto filtry splňovaly podmínku pro miniaturizaci a tudíž se začaly vyrábět první integrované nízkofrekvenční filtry v podobě hybridních integrovaných obvodů, které obsahovaly monolitické operační zesilovače, kapacitní čipy a tlustovrstvé rezistory.

Dalším krokem k miniaturizaci byla realizace monolitického, tedy plně integrovaného filtru. V oblasti frekvenčních filtrů jednoznačně zvítězila technologie MOS před technologií bipolární. Největší předností technologie MOS mj. je snadné vytvoření kvalitních kapacitorů.

Obvody SC jsou vhodné pro integraci až VLSI. V této technologii mají kapacitory reálné hodnoty od 1 do 10 pF. Obvody SC lze také konstruovat i jako hybridní IO, kde pracovní kapacitory mají větší hodnotu až 10 nF.

Zaměření se na technologii MOS přineslo některé problémy, spojené např. s neefektivním využitím plochy čipu integrovaného obvodu různými součástkami. Abychom mohli vyrobit např. filtr pracující v dolní hranici akustického pásma, tj. do 40kHz, jemuž odpovídá časová konstanta $RC \approx 10^{-4}$ s, potřebujeme rezistor o velikosti cca $10^7 \Omega$ při použití kondenzátoru o reálné velikosti 10 pF. Takovýto rezistor by však zabíral plochu kolem $10^6 \mu\text{m}^2$, což je téměř 10% průměrné plochy čipu integrovaného obvodu. Dalším nepříjemným problémem je fakt, že MOS kapacitory jsou nelineární. Navíc v možnostech MOS technologie je výroba kapacitorů i rezistorů s přesností cca 5-20% a tudíž celková chyba časové konstanty RC může být až 40%. Dále tato chyba bude záviset na teplotě a na úrovni zpracovávaného signálu.

Oba tyto problémy byly elegantně vyřešeny tím, že se problémový prvek - rezistor nahradil prvkem symetrickým - spínaným kapacitorem. Kapacitor společně s periodicky řízenými polovodičovými spínači je zapojen tak, že odebírá elektrický náboj z dané brány a mimo tuto bránu se vybíjí, takže simuluje tepelné ztráty podobně jako pevný rezistor připojený trvale k této bráně.

1.2. První zmínky o obvodech se spínanými kapacitory

S myšlenkou spínaného kapacitoru kupodivu přichází již v minulém století „zakladatel“ elektromagnetismu pan Maxwell. V jeho nejvýznamnější dvoudílné knize „A Treatise On electricity and Magnetism“ [2] se můžeme v druhém díle této knihy z roku 1873 na straně 374, kde začíná kapitola „Intermitted Current“, dočíst jak Maxwell popisuje přesný princip tzv. bilineárního rezistoru SC.

Na myšlenku Maxwella navázalo mnoho vědců v oblasti elektroniky a teorie obvodů až o sto let později, v 60. letech 20. století. Jedním z prvních příspěvků k této myšlence byla doktorská disertační práce na téma „Theorie des Circuits a Transfert Resonnant“ [6], jejímž autorem byl v roce 1963 pan Fettweis. Ve své práci popisuje rezonanční transformační obvody (Resonant Transfer Circuits, RTC). Tyto obvody slouží principiálně k bezztrátovému přenosu elektrického náboje mezi kapacitory prostřednictvím spínače zapojeného do série s induktorem. Jednalo se tedy o spínaný obvod, u kterého se však nesimulovaly jeho ztráty, ale bylo dosaženo jeho miniaturizace.

Dalším dílem zabývajícím se obvody se spínanými kapacitory byl patent pana Bakera z května roku 1967 „Dynamic Transfer Network“ [7], v němž popisuje obvody obsahující pouze spínače, kapacitory a operační zesilovače. V jeho patentu bylo objasněno, že přenosové vlastnosti těchto obvodů závisí pouze na poměrech kapacit.

Na závěr stojí ještě za zmínku článek pana Frieda ze srpna roku 1972 nazvaný „Analog Sample-Data Filters“ [8], ve kterém se zabývá simulováním ztrátového prvku - rezistoru v elektrickém obvodu pomocí téměř bezztrátového prvku – kapacitoru, který je určitým způsobem spínán.

Postupem času se obvody se spínanými kapacitami zabývalo mnoho vědců a experimentátorů, kdy bylo zapotřebí vyřešit řadu zajímavých problémů. V 80. letech zaznamenáváme velký pokrok v oblasti výroby integrovaných kmitočtových filtrů.

1.2.1. Obvody se spínanými proudy vs. obvody SC

Začátek 90. let 20. století je v oblasti analogového zpracování signálů charakteristický nástupem obvodů pracujících v proudovém módu. V této souvislosti lze zaznamenat částečný přesun zájmu vědecké a odborné veřejnosti od obvodů SC k obvodům se spínanými proudy (Switched-Current Networks). V této oblasti se značně zasadili páni Tomazou, Lingey a Haigh svou prací nazvanou „Analogue IC Design: The Current-Mode Approach“ [9].

Typickými stavebními bloky v obvodech se spínanými proudy jsou proudové konvejory a zesilovače s proudovým výstupem. Nicméně je pravdou, že 90. léta představují zřetelné ohraničení etapy vzniku a prudkého rozvoje aplikací obvodů SC.

2. Popis a využití obvodů se spínanými kapacitami

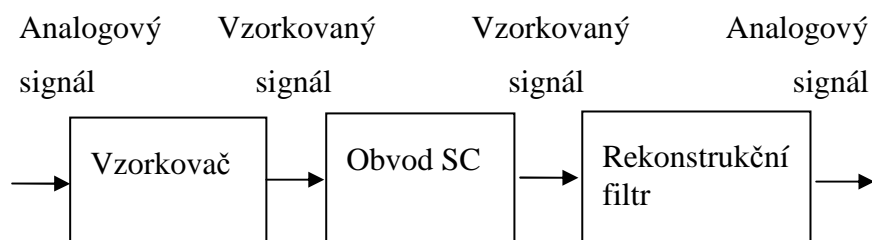
V obvodech se spínanými kapacitami se vyskytují pouze kapacitory, aktivní bloky (nejčastěji operační zesilovače) a spínače (realizované např. tranzistory CMOS). Rezistory a induktory jsou nahrazeny jejich SC ekvivalenty (R-SC a L-SC), nebo základním stavebním prvkem jsou integrátory SC.

Obvody SC jsou založeny na přenosu náboje. U ideálních dochází při sepnutí k mžikovému nabití kapacitoru nábojovými vzorky. V kapacitoru se náboj udrží beze změny až do dalšího přepnutí. Pro jejich popis používáme nábojové rovnice psané v oblasti proměnné z . Požadovaná přenosová funkce má pak tvar:

$$K(z) = \frac{U_0(z)}{U_i(z)} = \frac{a_m z^{-m} + \dots + a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + a_0}{b_m z^{-m} + \dots + b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}. \quad (1)$$

V této rovnici jsou koeficienty dány poměrem použitých kapacit $a_m, b_m \approx C_n / C_m$. Při běžné toleranci samotných kapacit $\Delta C_n = 10\%$ je možné dodržet přesnost poměru $\Delta(C_n/C_m) = 0,1\%$, což je dáno právě díky integrované formě a stejné technologii výroby. Se změnou teploty totiž hodnoty všech kapacitorů mění svou velikost stejně.

Na rozdíl od popisu digitálních obvodů jsou v obvodech SC zpracovávány signály diskrétní (vzorkované) v čase, ale spojité v hodnotě. Na výstupu obvodu SC opět požadujeme analogový signál, proto za tyto obvody zařazujeme rekonstrukční filtr. Pro činnost obvodů SC se většinou používá dvoufázové spínání, spínání v první - sudé (S nebo E) nebo v druhé - liché (L nebo O) fázi. Obecné blokové schéma obvodů SC je na obr. 2.1:



obr. 2.1: Obecné blokové schéma obvodu SC.

2.1. Používané aproximující transformace

Aproximující transformace způsobují kmitočtovou deformaci modulových charakteristik. Tyto transformace mohou stlačit nebo roztáhnout kmitočtové měřítko a kromě této deformace ve směru osy $j\omega$ způsobují i deformaci ve směru osy σ , což představuje změnu kvality pólů a tím i mění tvar modulových a obzvláště pak fázových charakteristik.

Pro určení analogového přenosu se používá transformace typu $p \rightarrow z$, v níž je dán definiční vztah mezi oběma proměnnými následujícími vzorci:

$$z = e^{pT}, \quad p = \frac{1}{T} \cdot \ln z, \quad (2)$$

kde $T = 1/f_v$ je perioda vzorkování. Ve vztahu (2) se obvykle logaritmus nahrazuje řadou, protože jinak bychom dostali transcendentní výraz, který by byl nevhodný k dalšímu zpracování. Podle počtu a typu této řady rozlišujeme různé aproximující transformace:

2.1.1. Transformace BD

Jedná se o transformaci „backward difference“, která se nejčastěji uplatňuje při popisu obvodů SC. Tato transformace má za následek „stlačení“ kmitočtového měřítka. Proměnné p a z jsou určeny následnými vztahy:

$$z = \frac{1}{1 - p \cdot T}, \quad p = \frac{1}{T} \cdot \left(1 - \frac{1}{z}\right), \quad (3)$$

2.1.2. Transformace BL

Jedná se o bilineární transformaci, která naopak od transformace BD způsobuje „roztáhnutí“ kmitočtového měřítka. Proměnné p a z jsou dány vztahy:

$$z = \frac{2 + p \cdot T}{2 - p \cdot T}, \quad p = \frac{2 \cdot z - 1}{T \cdot z + 1}. \quad (4)$$

Mezi kmitočtem analogového signálu (ω_A) a diskrétně pracujícím ekvivalentem SC (ω_D) lze odvodit následující vztah:

$$\omega_D = \frac{2}{T} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\omega_A \cdot T}{2}\right), \quad \omega_A \cdot T < 1, \quad f < \frac{f_v}{2 \cdot \pi}. \quad (5)$$

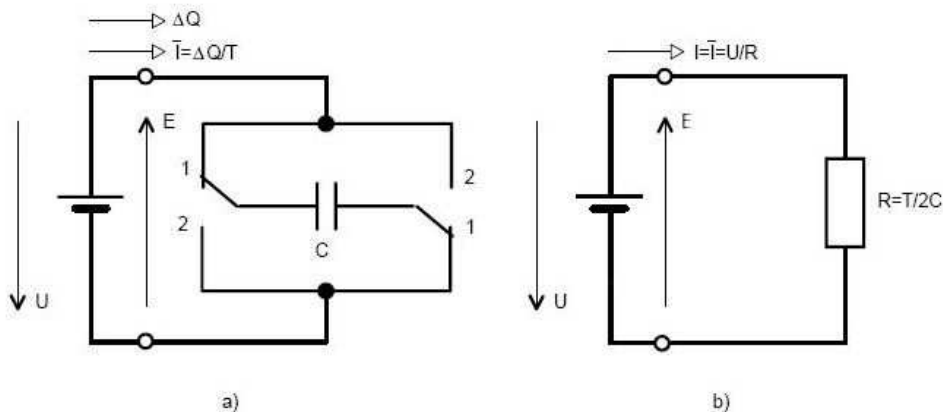
Ze vztahu (5) je tudíž patrné, že „zborcení“ charakteristik bude malé, pokud bude platit nerovnost v tomto vztahu. Z technologických důvodů však nelze tuto podmínku vždy splnit.

2.2. Princip simulace rezistoru kapacitorem podle Maxwella

Princip simulace rezistoru spínaným kapacitorem navržený panem Maxwellem je patrný z obr. 2.2 a). Oba spínače se synchronně přepínají s periodou T mezi stavy 1 a 2 a tím připojují střídavě kapacitor k dané polaritě baterie.

Vycházejme z počátečního stavu, kdy je kapacitor vybitý. Během stavu 1 se kapacitor mžikově nabije na napětí baterie a pojme do sebe náboj ΔQ , který je roven součinu kapacity C a rozdílu napětí na kapacitoru na konci a na začátku spínacího stavu:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U \quad [C]. \quad (6)$$



obr. 2.2: a) Princip simulace rezistoru spínaným kapacitorem. b) Ekvivalentní rezistor (převzato z lit. [1]).

Průměrný odebíraný proud z baterie během sepnutého stavu pak vypočítáme dle obecného vztahu:

$$I_{avg} = \frac{\Delta Q}{T} \quad [\text{A}]. \quad (7)$$

Ve druhém stavu je nabitý kapacitor komutován a připojen k baterii v opačném sledu vývodů. V tomto případě, aby se kapacitor opět nabítl na plné napětí baterie, se musí nejdříve tzv. „přebít“ ze záporně orientované polarizace (z původního napětí $-U$) na kladně orientovanou polaritu baterie (na napětí $+U$). K tomuto nabití je zapotřebí odebrat z baterie náboj o velikosti $2 \cdot C \cdot U$. Tento náboj pak bude z baterie odebírán v každém následujícím stavu - viz tab. 2.1:

stav	ΔQ	I_{avg}
1	$C \cdot U$	$C \cdot U / T$
2	$2 \cdot C \cdot U$	$2 \cdot C \cdot U / T$
1	$2 \cdot C \cdot U$	$2 \cdot C \cdot U / T$
2	$2 \cdot C \cdot U$	$2 \cdot C \cdot U / T$
...

tab. 2.1: Tabulka popisující jednotlivé stavy při simulování rezistoru spínaným kapacitorem.

Jak je patrné z této tab. 2.1, tak střední hodnota proudu v ustáleném stavu se získá dosazením do vztahu (7) za $\Delta Q = 2 \cdot C \cdot U$:

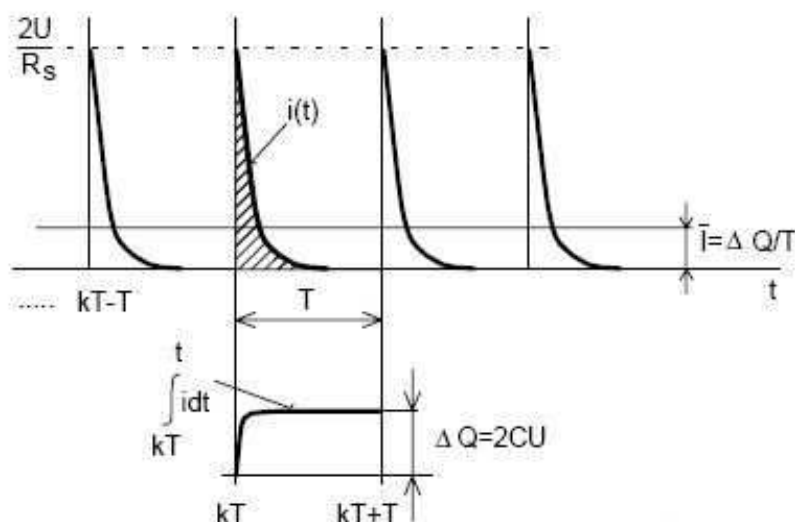
$$I_{avg} = \frac{2 \cdot C \cdot U}{T} \quad [\text{A}]. \quad (8)$$

Obrázek 2.2 b) znázorňuje, že tento střední proud je stejný jako proud, trvale odebíraný z baterie klasickým rezistorem o odporu daném vztahem:

$$R = \frac{T}{2 \cdot C} \quad [\Omega]. \quad (9)$$

Na následujícím obrázku 2.3 je znázorněn průběh proudu odebíraného spínaným obvodem v ustáleném stavu. Z tohoto obrázku je však patrné, že náhrada rezistoru spínaným kapacitorem samozřejmě není plnohodnotná. Proud odebíraný spínaným

obvodem má impulsní charakter. Počáteční nabíjecí proud pro stav 1 je omezen pouze vnitřním odporem zdroje a odpory spínačů. V druhém stavu nabíjecí proud za relativně krátkou dobu exponenciálně zanikne a kapacitor se „přebije“ z původního napětí $-U$ na napětí $+U$. Spínaný obvod musí být navržen tak, aby během trvání spínací fáze došlo k plnému nabití kapacitoru na napětí U . Z tohoto poznatku je patrné, že časové konstanty obvodu musí být mnohonásobně kratší než doba trvání spínací fáze.



obr. 2.3: Průběh proudu odebíraného spínaným obvodem v ustáleném stavu (převzato z lit. [1]).

2.2.1. Zhodnocení Maxwellova principu simulace rezistoru kapacitorem

Výhoda tohoto uvedeného principu simulace rezistoru podle pana Maxwella spočívá v tom, že na rozdíl od dalších dnes užívaných principů, je proud odebírán z baterie v obou spínacích fázích. Tohoto principu bylo hojně využíváno na začátku 80. let, kdy SC filtry obsahující tyto „toggle switched capacitors“ vykazovaly strmý přechod frekvenční charakteristiky z propustného do nepropustného pásma.

Avšak časem se ukázalo, že toto zapojení je nevýhodné při použití již zmiňované technologie výroby CMOS, protože na hodnotu simulovaného rezistoru mají značný vliv parazitní kapacity mezi elektrodami kapacitoru a substrátem, které často dosahovaly až 30% kapacity použitého kapacitoru. Tuto problematiku popisují v roce 1983 ve svém díle „MOS Switched-Capacitor and Continuous-Time Integrated Circuits and Systems“ [10] pánové Unbehauen a Cichocki.

2.3. Způsoby simulace rezistoru spínaným kapacitorem (R-SC)

Výše zmíněný princip simulace rezistoru podle pana Maxwella se díky svým nevýhodám v dnešní době nepoužívá. Další dnes používaná zapojení obvodů SC jsou znázorněné na obrázku 2.4.

2.3.1. Simulace zeměného rezistoru obvodem SC (R-SC-BD)

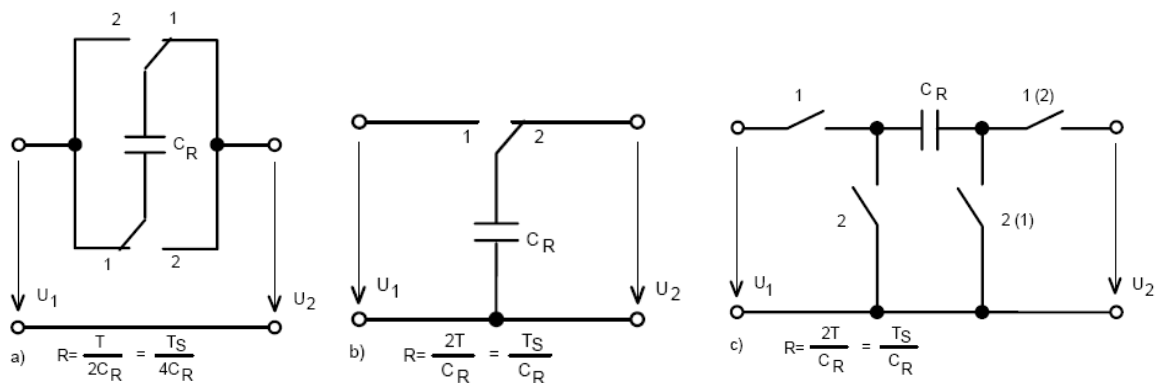
Jak již víme z předchozích znalostí, rezistor je ztrátový prvek. Průchodem proudů se rezistor zahřívá a část energie je nevratně přeměněna v teplo. Tato „ztracená“ energie (W_z) je nepřímo úměrná hodnotě odporu R (10 a). Abychom tomuto nežádoucímu jevu předešli, simulujeme v obvodech SC tento ztrátový prvek bezetrátovým kapacitorem C , jak již bylo zmíněno výše. Principiální zapojení je na obrázku 2.4 b). Pokud výstupní bránu (u_2) zkratujeme, získáme spínaný ekvivalent zeměného R-SC-BD. V pracovní fázi S se kapacitor v mžiku nabije a v druhé fázi L se vybije do zkratu – energie je vyzářena. „Ztracená“ energie je v tomto případě přímo úměrná hodnotě kapacitoru C a nepřímo úměrná periodě spínání T_s (10b). Porovnáním vztahů (10a) a (10b) dospějeme k závěru, že hodnota simulovaného odporu je dána vztahem (10c):

$$\text{a) } W_z \approx \frac{1}{R} \quad \text{b) } W_z \approx C, \quad W_z \approx \frac{1}{T_s} = f_s \quad \Rightarrow \quad \text{c) } R_{EKV} = \frac{T_s}{C} = \frac{1}{f_s \cdot C}. \quad (10)$$

2.3.2. Simulace plovoucích rezistorů obvodu SC (R-SC-FD)

Na obrázku 2.4 jsou znázorněny různé způsoby simulací plovoucích rezistorů obvodů se spínanými kapacitami. Pod jednotlivými obrázky jsou uvedeny vztahy uvádějící výpočet velikosti ekvivalentního odporu.

Zapojení na obr. 2.4 a), obdoba principiálního zapojení podle Maxwella, vykazuje čtyřikrát menší odpor než ostatní zapojení, protože při stejném napětí odebírá ze zdroje čtyřikrát větší střední proud. Z tohoto zapojení je dále patrné, že během jedné spínací fáze je kapacitorem odebírán dvakrát větší náboj díky komutaci a tento náboj je odebírán v každé fázi, kdežto u zapojení b) a c) pouze v 1. fázi.



obr. 2.4: Různé způsoby realizace plovoucích rezistorů SC (převzato z lit. [1]).

Zapojení c) není, jako jediné, citlivé na parazitní kapacity a to za předpokladu, že napětí u_1 a u_2 jsou dodávány z tzv. „tvrdých“ zdrojů napětí, resp. jsou připojeny na virtuální nulu operačního zesilovače. Toto poslední zapojení má jednu zajímavou vlastnost, spočívající v tom, že volbou fázování spínačů lze měnit polaritu náboje injektovaného do následných obvodů a tím lze měnit i znaménko simulovaného rezistoru.

2.4. Simulace spínaného integrátoru (I-SC)

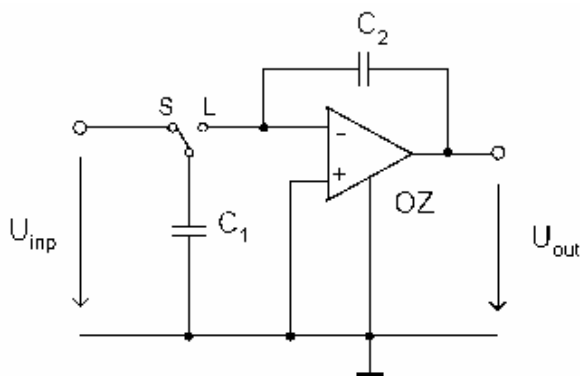
Integrátor realizujeme pomocí obvodů SC tak, že ve známém zapojení integrátoru ARC s operačním zesilovačem nahradíme ztrátový odpor R ekvivalentem R-SC.

2.4.1. Invertující integrátor SC (II-SC)

Výsledné zapojení invertujícího integrátoru SC je na obrázku 2.5. Obvod v sudé fázi realizuje invertující přenos s integračním charakterem a aproximující transformaci $s \rightarrow z$ typu FD (forward difference):

$$K^{ss} = \frac{U_{out}^s}{U_{inp}^s} = -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{z-1}. \quad (11)$$

Poznámka: Vzorky v liché fázi se nepřenášejí a tudíž je v tomto případě přenos nulový.

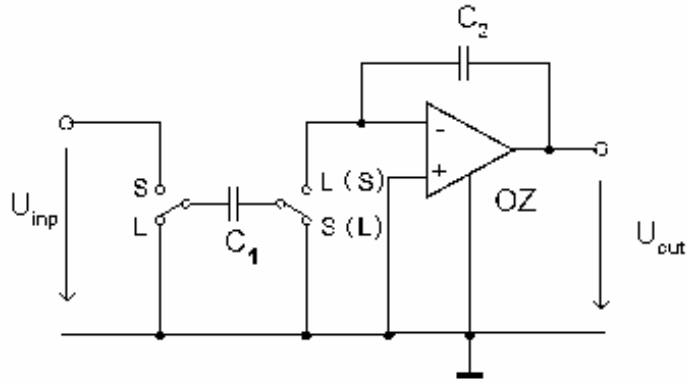


obr. 2.5: Invertující integrátor SC realizující transformaci FD (převzato z lit. [4])

2.4.2. Neinvertující integrátor SC (NI-SC)

Neinvertující zapojení integrátoru dostaneme vhodným spínáním kapacitoru C_1 , kdy v liché fázi připojíme na invertující vstup operačního zesilovače (OZ) opačnou polaritu elektrod kondenzátoru C_1 , než tomu bylo v zapojení invertujícího integrátoru, u kterého jsme v liché fázi ponechávali stejnou polaritu. Rozdíl zapojení oproti invertujícímu zapojení integrátoru demonstruje obrázek 2.6:

Integrátor na obrázku 2.6 má stejný tvar přenosové funkce, ale s opačným znaménkem než II-SC. Reprezentuje tedy neinvertující zapojení (NI-SC-FD). U tohoto zapojení se navíc neprojevují parazitní kapacity.



obr. 2.6: Neinvertující integrátor realizující transformaci FD (převzato z lit. [4])

Změnou sledu spínání (údaje v závorce) kondenzátoru C_1 neinvertujícího integrátoru na obr. 2.6 získáme **invertující integrátor SC realizující transformaci BD (II-SC-BD)**. Pokud totiž budeme vybírat pouze sudé vzorky, bude mít přenos tvar:

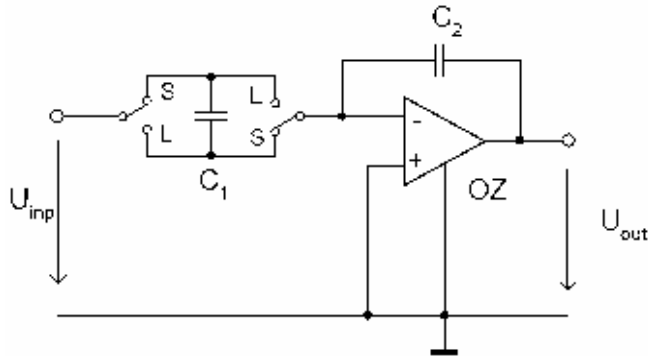
$$K^{SS} = \frac{U_{out}^S}{U_{inp}^S} = -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{z}}. \quad (12)$$

Když na výstupu budeme vybírat liché vzorky dostaneme přenos daný vztahem:

$$K^{SL} = \frac{U_{out}^L}{U_{inp}^S} = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{z} - \frac{1}{\sqrt{z}}}. \quad (13)$$

2.4.3. Bilineární invertující integrátor (II-SC-BL)

Velmi rozšířené a atraktivní jsou bilineární invertující integrátory (II-SC-BL), jejichž principiální zapojení je na obrázku 2.7:



obr. 2.7: Invertující integrátor realizující transformaci BL (převzato z lit. [4])

Tento integrátor má stejný přenos jak pro sudé, tak i pro liché vzorky daný vztahem:

$$K^{SS} = K^{LL} = \frac{U_{out}^S}{U_{inp}^S} = \frac{U_{out}^L}{U_{inp}^L} = -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1 + \frac{1}{z}}{1 - \frac{1}{z}}. \quad (14)$$

2.5. Typy aproximací frekvenčních filtrů

Důležitým matematickým problémem syntézy je nalezení koeficientů přenosové funkce tak, aby splňovala zadané toleranční pole modulové charakteristiky. Teoreticky existuje nekonečně mnoho řešení a proto lze k problému syntézy přistupovat z mnoha různých hledisek. V praxi se nejčastěji používá několik typů základních variant aproximací, které vyhovují běžným požadavkům [5].

Nejčastěji se lze setkat s následujícími druhy standardních aproximací:

2.5.1. Besselova aproximace

Původně tato aproximace vychází z požadavků konstantního skupinového zpoždění v propustném pásmu s proměnnou hodnotou F_M , ale pro praxi je obvykle upravena do normovaného modulového tolerančního pole se „zvlněním“ 3dB v propustném pásmu.

Besselova aproximace je předurčena především pro případy, kde záleží na zachování tvaru průchozího signálu. Při filtraci obdélníkových signálů budou výstupní impulsy bez překmitů. Výhodné je použít této aproximace pro filtraci kmitočtově a fázově modulovaných signálů. Naopak její hlavní nevýhodou je poměrně malá strmost modulové charakteristiky. Vyšší strmosti se dosahuje jen velmi obtížně za cenu složitějšího vysokého řádu filtru.

2.5.2. Butterworthova aproximace

Je jednou z nejpoužívanějších aproximací díky tomu, že bývá přijatelným kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové charakteristiky a dosažitelným útlumem modulové kmitočtové charakteristiky při nízkém řádu filtru.

2.5.3. Chebyshevova aproximace

Tato aproximace umožňuje dosáhnout prakticky nejstrmější charakteristiky v přechodném pásmu, tj. dostatečné potlačení přenosu při poměrně nízkém řádu filtru. Nevýhodou této aproximace je však větší nelinearita fázové charakteristiky a odpovídající větší odchylky skupinového zpoždění, než-li u předchozích aproximací.

V případě volby malého zvlnění modulové charakteristiky, téměř konstantního přenosu v propustném pásmu, se částečně sníží strmost, ale naopak zlepší fázové vlastnosti a odezva na jednotkový skok.

2.5.4. Cauerova aproximace

Tato aproximace umožňuje dosáhnout nejstrmějších modulových charakteristik v propustném pásmu, nebo použít nejnížší řád filtru pro dané potlačení přenosu. Fázovou charakteristiku má nejméně lineární s odpovídajícími dopady jak na tvar závislosti skupinového zpoždění, tak i na průběh přechodné charakteristiky $h(t)$.

2.6. Simulace kmitočtových filtrů spínanými kapacitami

Jak je zřejmé z výše uvedeného rozboru vlastností obvodů se spínanými kapacitami, náhrada rezistoru spínaným ekvivalentem nebude vhodná v aplikacích, u nichž by byl na škodu impulsní charakter proudu. Avšak při konstrukci kmitočtových filtrů, u kterých je vstupním i výstupním signálem napětí, není tato vlastnost obvodů SC na škodu. Impulsní proud znamená to, že se napětí ve spínaném obvodu nebude měnit plynule, ale bude se měnit skokově v okamžicích periodických změn stavů jednotlivých spínačů.

Aktivní filtr RC může být modifikován na aktivní filtr SC náhradou všech rezistorů spínanými ekvivalenty. Předpokládejme, že v integrovaných filtrech SC se hodnoty pracovních kapacit pohybují kolem 5pF. Odpor spínače MOS v sepnutém stavu bývá poměrně velký, kolem 1kΩ. Časová konstanta přebíjení vychází tedy cca 5ns. Vezmeme-li v úvahu, že doba potřebná na plné nabití kapacitoru je asi 7 x větší než časová konstanta RC a v rámci chyby 0.1%, zjistíme, že současné SC obvody, vyrobené technologií MOS, mohou být navrženy pro vzorkovací frekvence $f_s = 1/T_s$ do desítek MHz.

2.6.1. Vliv aperturového zkreslení ve filtrech SC

Ve spínaných obvodech může vzniknout aperturové zkreslení dané poměrem periody spínání T_s a periody zpracovávaného signálu. Je-li perioda spínání $T_s = 2T$ mnohonásobně menší než perioda zpracovávaného signálu T_{PRAC} , pak vzniklé aperturové zkreslení je zanedbatelné, popř. se dá eliminovat následnou postfiltrací. V některých případech, např. u AD převodníků s antialiasingovým SC filtrem, je toto zkreslení naopak žádoucí.

2.6.2. Výhody SC filtrů oproti aktivním filtrům

Předně jsou u filtrů SC významně redukovány požadavky na plochu čipu. Uvažujme-li vzorkovací frekvenci 100kHz, pak rezistor o hodnotě $R=10\text{M}\Omega$ je simulován kapacitorem v zapojení na obr. 2.4 c) s kondenzátorem o hodnotě $C_R = T_s / R = 1\text{pF}$. Víme již, že tento kapacitor zabírá plochu $2000\mu\text{m}^2$, což je téměř 500x méně než u původního rezistoru.

Dalším hlediskem realizace filtrů je přesnost návrhu časové konstanty filtru, která bude v našem případě dána následujícím vztahem:

$$RC = T_s \cdot \frac{C}{C_R}. \quad (15)$$

Ze vztahu (15) je patrné, že časová konstanta námi uvažovaného filtru závisí na vzorkovací periodě T_s , která může být přesně řízena ze stabilního oscilátoru, a na poměru dvou kapacit C a C_R . Poměr těchto dvou kapacit lze vyrobit s přesností zlomků procenta. Dosažitelná přesnost časové konstanty pak bude kolem 0,05 – 1 %. Je tomu tak proto, že většina zdrojů chyb ovlivňuje kapacitory, které jsou umístěny na společném čipu, stejným způsobem. Poměry kapacit jsou tudíž málo závislé i na změnách teploty a stárnutí čipu.

Další podstatná výhoda SC filtrů oproti ARC filtrů spočívá v tom, že odpor simulovaného rezistoru lze plynule řídit změnou vzorkovací periody, resp. vzorkovací frekvence. Jsou-li takto řízeny synchronně všechny spínané kapacity ve filtru, pak to v důsledku znamená možnost elegantního přeladování filtru, tj. posuv logaritmické frekvenční charakteristiky po frekvenční ose beze změny tvaru charakteristiky. Této cenné vlastnosti SC filtrů (přeladování signálem) se v praxi hojně využívá.

2.6.3. Nevýhody SC filtrů

První nevýhoda SC filtrů spočívá logicky v tom, že náhrada pevného rezistoru jeho spínaným ekvivalentem není přesná a plnohodnotná. Filtr ARC pracuje spojitě v čase, kdežto filtr SC impulsně. V důsledku prudkého přebíjení kapacitorů mají napětí v SC filtru schodovitý charakter. Pokud je vzorkovací kmitočet f_s daleko vyšší než kmitočet zpracovávaného signálu f_{PRAC} , pak tento vzorkovací efekt není významný. Doporučuje se, aby byl poměr mezi těmito kmitočty $f_{PRAC} : f_s = 1 : 50$ až $1 : 100$. V některých aplikacích je však nutné výstupní signál SC filtru vyhradit klasickým nízkofrekvenčním filtrem.

Druhou principiální nevýhodou SC filtrů oproti filtrům klasickým je to, že v důsledku vzorkování procházejícího signálu musí být splněna podmínka vzorkovacího teorému:

$$f_{PRAC} < \frac{f_s}{2}, \quad (16)$$

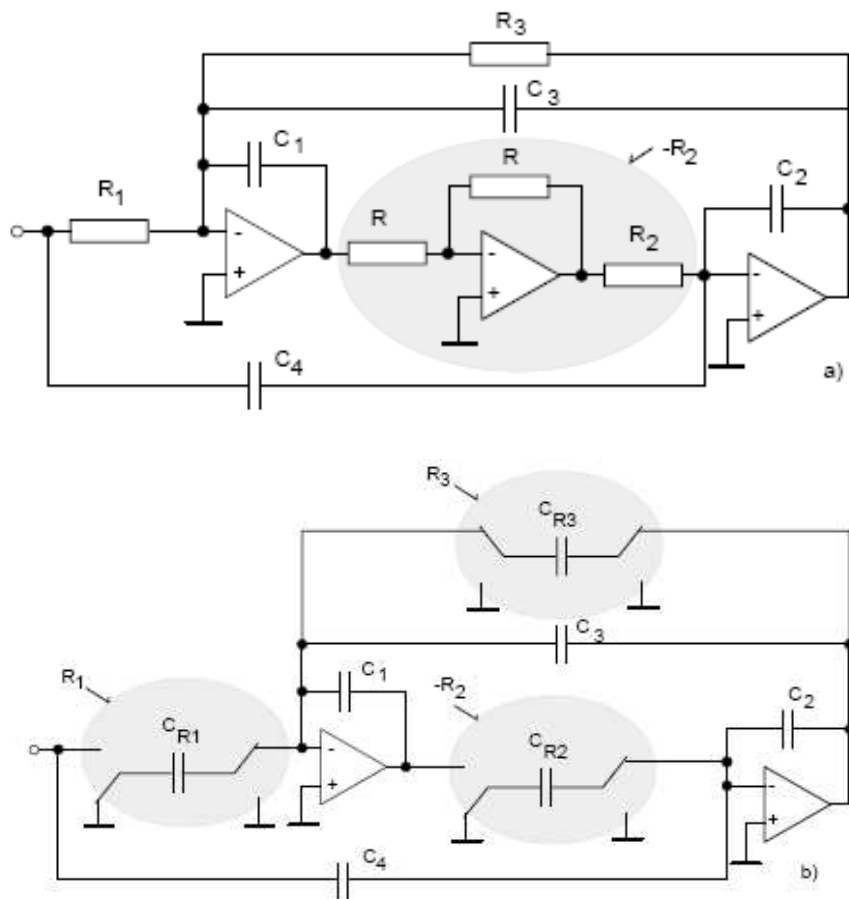
kde f_{PRAC} je frekvence zpracovávaného signálu a f_s je vzorkovací frekvence. Oblast pracovních kmitočtů je u technologie CMOS shora limitována řádově na jednotky MHz. V případě, že hodláme omezit vliv efektu vzorkování, musíme volit $f_{PRAC} = f_s / 50$ až $f_s / 100$. Pak dostáváme hranici pracovního kmitočtu řádově 100kHz. Při realizaci SC filtrů z diskretních součástek, kdy nejrychlejší dostupné analogové spínače pracují do kmitočtů řádově jednotek MHz, lze počítat s pracovními frekvencemi pouze do desítek kHz.

Poslední z nevýhod SC filtrů je, že se k těmto omezením frekvenčního rozsahu přidají další projevy některých parazitních vlastností komponentů spínaných obvodů. K nejzávažnějším problémům patří pronikání spínacích impulsů přes mezielektrodové kapacity spínačů do analogového signálu. Toto pronikání se projevuje nejen v přítomnosti aditivního rušení na výstupu filtru, ale i v možné degradaci kmitočtové charakteristiky.

Závěrem bych uvedl, že filtry SC vykazují obecně horší šumové vlastnosti než filtry klasické i přestože jsou v současných integrovaných filtrech obsaženy poměrně účinné kompenzační obvody. Protože však podstatná část šumového výkonu leží v oblasti vyšších kmitočtů než spektrum užitečného signálu, lze šumové poměry vylepšit jednoduchou postfiltrací.

2.6.4. Příklad aktivního SC filtru náhradou všech rezistorů spínanými ekvivalenty

K jednoduchým, avšak mnohdy ne optimálním, metodám návrhu SC filtrů z analogového prototypu patří náhrada všech rezistorů jejich spínanými ekvivalenty.



obr. 2.8: a) Příklad eliptického filtru ARC 2. řádu b) ekvivalentní SC filtr (převzato z lit. [1])

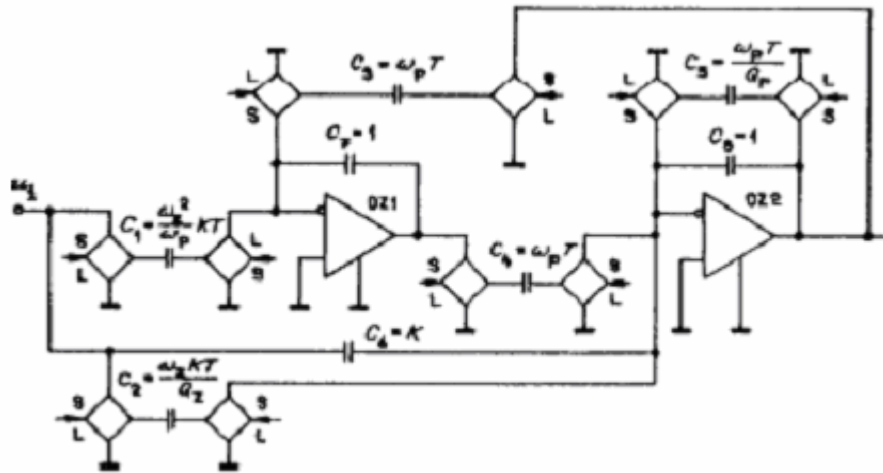
Na obr. 2.8 a) je uvedeno známé schéma eliptické dolní propusti 2. řádu s třemi operačními zesilovači. Prostřední zesilovač slouží jen jako invertor a spolu s dalším stupněm tvoří neinvertující integrátor. Odebíráme-li navíc signál z výstupu prvního nebo druhého zesilovače, chová se filtr jako pásmová propust.

Na obr. 2.8 b) je odvozené schéma SC filtru. Rezistory R_1 , R_2 a R_3 jsou nahrazeny spínanými kapacitami C_{R1} , C_{R2} a C_{R3} , jejichž kapacity se přepočtou z vzorců uvedených v obr. 2.4. Invertor je možné zcela vypustit díky vhodnému fázování spínačů komutujících kapacitor C_{R2} . V uvedeném příkladu však není zcela jednoduchá otázka správného fázování spínačů. Avšak díky tomu, že se tyto filtry vyrábějí v integrované formě, nemusí se běžný uživatel tímto problémem zabývat.

Pozoruhodnou vlastností SC obvodů, které se však v integrovaných aplikacích nevyužívá, může být jejich schopnost chovat se různě v různých spínacích fázích. Znamená to, že SC filtr s dvoufázovým spínáním se může chovat současně jako například pásmová i horní propust. Požadovaný výstup lze vybrat správně řízeným spínačem na výstupní bráně.

Na základě předchozího příkladu by mohl vzniknout mylný názor, že SC filtry jsou zvláštní odnoží filtrů analogových, z nichž vznikají náhradou rezistorů spínanými kapacitami, avšak není tomu tak vždy, jak se přesvědčíme v následujícím příkladě.

2.6.5. Simulace bikvadu SC pomocí spínaných integrátorů



obr. 2.9: Zapojení bikvadu SC. (převzato z lit. [3])

Z předchozích znalostí, např. z lit. [3], již víme, že dva integrátory ve smyčce vytvoří velmi používaný filtr 2. řádu, tzv. bikvad. Tímto způsobem můžeme z integrátorů SC, uvedených výše, získat bikvad SC. Pokud bychom pak chtěli získat libovolný filtr SC vyšších řádů, vytvořili bychom jej pomocí bikvadů kaskádní syntézou [3]. Integrátory SC můžeme použít přímo i jako stavební bloky, při syntéze vycházející ze stavového popisu prototypu RLC [3]. Při návrhu obvodů SC můžeme vyjít také ze struktur číslicových filtrů, které bychom vhodně modifikovali.

Bikvad SC je ekvivalentním zapojením analogového bikvadu. Přenos analogového bikvadu má graf (odvozený v lit. [3]) na obrázku 2.9 a). Transformací BD převedeme tento graf do podoby na obrázku 2.9 b) a z tohoto grafu pak již snadno sestojíme zapojení bikvadu SC, jehož zapojení je na obrázku 2.9 c).

Přenos takto vzniklého ekvivalentního zapojení bikvadu s dvěma operačními zesilovači má následující tvar odvozený v lit. [3]:

$$K^{LS} = \frac{U_{out}^S}{U_{inp}^L} = \frac{\frac{C_6}{z^2} + \frac{C_1 \cdot C_4 - C_2 - 2 \cdot C_6}{z} + C_2 + C_6}{\frac{1}{z^2} + \frac{C_3 \cdot C_4 - 2 \cdot C_5}{z} + C_5 + 1}. \quad (17)$$

2.6.6. Simulace bikvadů SC odvozeného z obvodů ARC

Dalším způsobem realizace bikvadu SC je metoda založenou na odvození z aktivních obvodů RC. Na obrázku 2.10 a) je příklad zapojení dolní propusti 2. řádu s jedním operačním zesilovačem. Zapojení je typu Huelsman SAB-DP-H. Pokud v tomto zapojení nahradíme rezistory spínanými ekvivalenty, dostaneme zapojení SC-DP, zobrazené na obr. 2.10 b). Tato zapojení získaná náhradou všech rezistorů, jsou však mnohem složitější než zapojení získaná syntézou bikvadu složených z SC integrátorů. Přenosová funkce takto vzniklého obvodu bude v sudé fázi dána následujícím vztahem (18):

$$K^{SS} = \frac{U_{out}^S}{U_{inp}^S} = \frac{K \cdot \left(1 + \frac{1}{z}\right)^2}{1 - \frac{B_1}{z} + \frac{B_2}{z^2}} \quad (18)$$

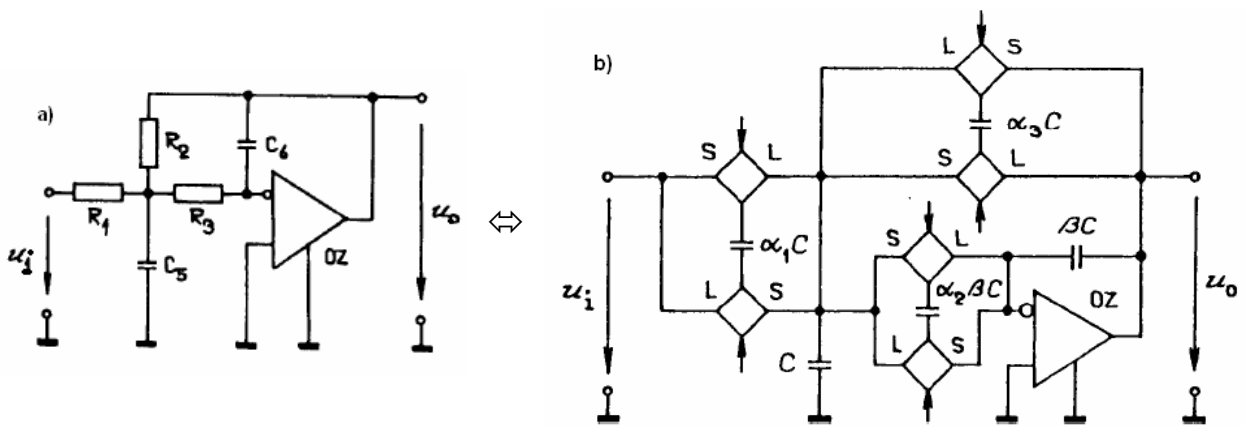
Při použití bilineární transformace (BL) jsou dány koeficienty K , B_1 a B_2 v (18) poněkud složitějšími vztahy poměrů kapacit α , uvedenými v obrázku 2.10 b):

$$K = \frac{4 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3}{1 + 2 \cdot (\alpha_1 + \alpha_2 \cdot \beta + \alpha_3) + 4 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3},$$

$$B_1 = \frac{2 \cdot (1 - 4 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3)}{1 + 2 \cdot (\alpha_1 + \alpha_2 \cdot \beta + \alpha_3) + 4 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3},$$

$$B_2 = \frac{1 - 2 \cdot (\alpha_1 + \alpha_2 \cdot \beta + \alpha_3) + 4 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3}{1 + 2 \cdot (\alpha_1 + \alpha_2 \cdot \beta + \alpha_3) + 4 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3}.$$

Obdobným způsobem můžeme získat spínané ekvivalenty pásmové propusti PP-SC, horní propusti HP-SC nebo i obecné bikvady s více operačními zesilovači (OA).



obr. 2.10: Dolní propust 2.řádu: a) ARC-DP zapojení Huelsman SAB-DP-H,
b) SC-DP ekvivalentní SAB-DP-H (převzato z lit. [3])

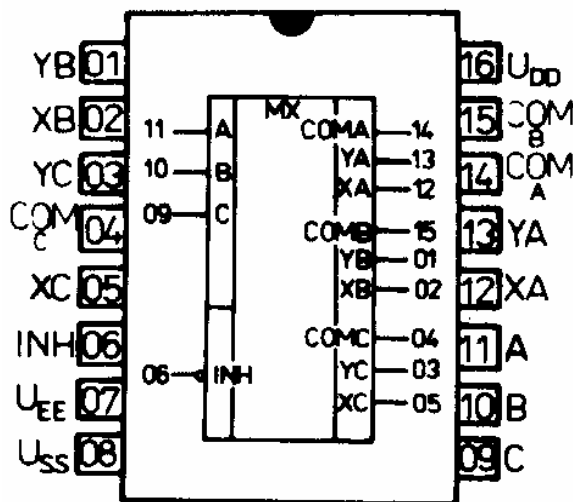
3. Návrh a simulace spínaných filtrů

Pokud je potřeba sestavit například velmi jednoduchý RC spínaný filtr 1. řádu, je v některých případech jednodušší i finančně výhodnější ho složit z diskretních součástek. Na první pohled se může zdát možnost sestavení SC filtru pomocí diskretních součástek, v dnešní době téměř nevyužívaná, ale opak je pravdou, protože často právě potřebujeme vytvořit filtr se specifickými vlastnostmi.

Velmi vhodný a hojně používaný je právě pro diskretní návrh speciálních spínaných filtrů stavební blok - integrovaný obvod LTC1043, vyvinutý firmou Linear Technology, o kterém bude dále pojednáno a podrobně popsány jeho specifické vlastnosti a uvedeny jednoduché příklady realizace obvodů využívající principu spínaných kapacitorů a dále pak ověřeny simulacemi požadované funkce a výstupní charakteristiky elementárních kmitočtových filtrů prvních řádů.

3.1. Realizace jednoduchých SC filtrů řízeným multiplexerem

Komerčně nejjednodušší a nejlevnější způsob realizace jednoduchého spínaného filtru spočívá například v použití integrovaného obvodu HCF4053B, například od firmy SGS THOMSON. Tento obvod představuje analogový multiplexer s 3x dvoupolohovými přepínači. Pomocí něhož můžeme simulovat až 3 spínané rezistory, dle obr. 2.4 b), obsažené v navrženém pasivním nebo aktivním spínaného filtru. Na následujícím obrázku 3.1 je ilustrováno zapojení vývodů analogového multiplexeru 4053:

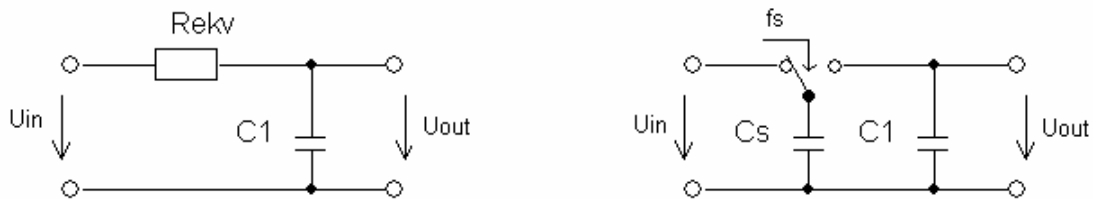


obr. 3.1: Zapojení vývodů multiplexeru 4053 (převzato z lit. [11])

Vstup INH slouží k zablokování všech přepínačů. Přepínače budou ve stavu rozpojeno, vstup přepínače nebude spojen s žádným z výstupů a přepínače nebude reagovat na vstupní řídicí signály, pomocí nichž jsou přepínány do jedné ze dvou poloh. Na blokovací vstup INH tedy musíme přivést trvale nízkou napěťovou úroveň (L), aby bylo možné jednotlivé přepínače ovládat. Oddělená "analogová" a "digitální" zem obvodu dovoluje zpracování i bipolárních signálů, ovšem za cenu dvojího napájení. Pokud však budeme pracovat jen s analogovými obvody, nesmíme zapomenout propojit digitální zem s analogovou, piny 7 U_{EE} a 8 U_{SS} . Přepínače jsou ovládány vstupními signály přivedenými na příslušné řídicí vstupy A, B, C.

3.1.1. Příklad realizace spínané dolní propusti multiplexerem 4053

Pomocí výše zmíněného analogového multiplexeru 4053 můžeme spínat až tři kondenzátory a tak realizovat až tři ekvivalentní rezistory. Pro názornou ukázkou jsem vybral zapojení spínaného pasivního filtru, dolní propusti 1. řádu, realizované dle schématu na obrázku 3.3.



obr. 3.2: a) Dolní propust 1. řádu

b) Ekvivalentní zapojení DP se spínaným kapacitorem

V zapojení dolní propusti prvního řádu na obrázku 3.2 a) je nahrazen R_{ekv} jeho spínaným ekvivalentem, jak je znázorněno na obrázku 3.2 b).

Řídicí signál můžeme použít např. ze známého zapojení generátoru tvořeného obvodem HC4093 (4x dvoustupňový Schmidtův NAND vyrobený CMOS technologií), kondenzátorem C_{osc} a potenciometrem R_{osc} . Frekvence uvedeného laditelného generátoru se vypočítá dle následujícího vztahu:

$$f_s = \frac{1}{1,1 \cdot R_{osc} \cdot C_{osc}} \quad (21)$$

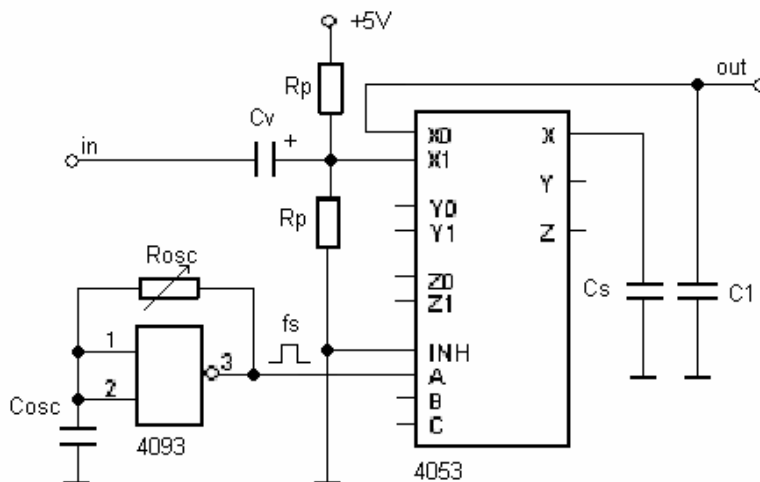
Při použití vhodně navržených součástek uvedeného generátoru lze realizovat tímto způsobem, při současném užití 4053, ekvivalentní rezistory od desítek ohmů až po stovky $k\Omega$. Velikost ekvivalentního odporu se vypočítá dle vztahu (10c) přepsaného do následující podoby:

$$R_{EKV} = \frac{1}{f_s \cdot C_s} \quad (22)$$

Při návrhu DP se však nesmí zapomenout na splnění podmínky vzorkovacího teorému ze vztahu (16) a převážně pak splnění druhé podmínky stanovené pro správnou funkci obvodů SC poměrem spínací frekvence f_s a frekvence zpracovávaného vstupního signálu f_{prac} , což bylo rozebráno a vysvětleno výše v podkapitole 2.5.3 Nevýhody SC filtrů.

Rezistory R_p , R_p a kapacitor C_v tvoří obvod, posouvající stejnosměrnou složku vstupního signálu na cca polovinu napájecího napětí. Toto posunutí je nutné pro zajištění

správné funkce analogových spínačů. Kapacita C_v je volena jako vazební, t.j. dostatečně velká, aby se její vliv neprojevoval v pracovním pásmu kmitočtů.



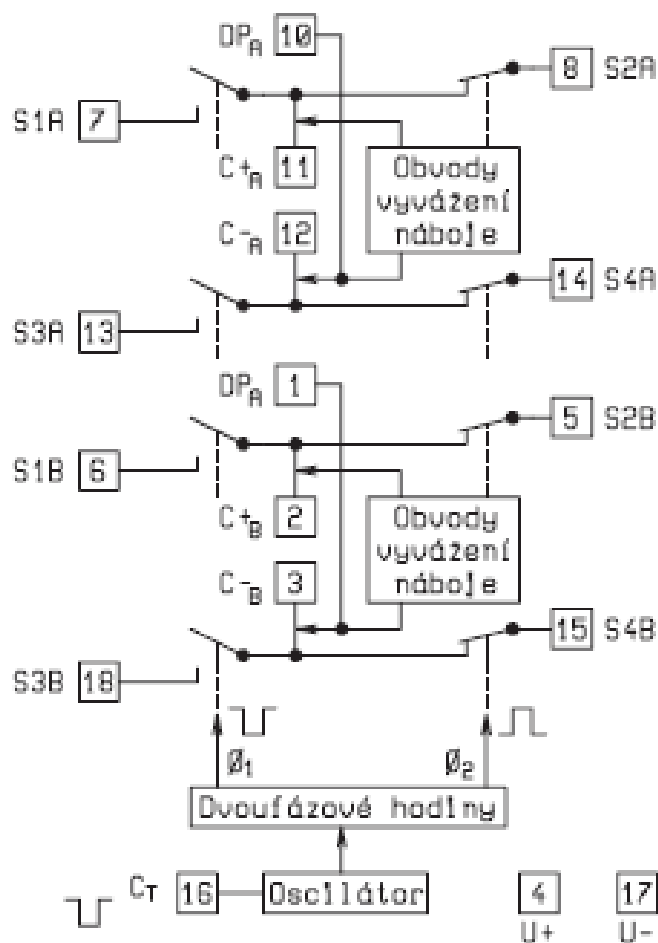
obr. 3.3: Zapojení spínaného filtru DP s řízeným multiplexerem 4053

Oba obvody, jak analogový multiplexer 4053, tak i obvod 4093 4x dvou-vstupový NAND s hystezí, jsou dobře komerčně dostupné. Obvod 4053 lze zakoupit např. v prodejně GES-ELECTRONICS, a.s. v Brně nebo i v prodejně GM Electronic spol. s r.o. v Brně za 7,50Kč za kus. Obvod 4093 je rovněž v obou zmíněných prodejnách dostupný za cenu 5Kč za kus. Uvedené ceny jsou uvedené včetně DPH a jsou platné podle příslušných ceníků platných v obou zmíněných společnostech v roce 2009. Z uvedeného příkladu je patrné, že toto řešení filtru dolní propusti, realizované spínaným kapacitorem, je velmi jednoduché a finančně nenáročné.

Toto zapojení však nemohlo být odsimulováno ve zvoleném dostupném programu OrCAD v.10 (PSpice), v jehož knihovně jsou pro vybrané integrované obvody 4053 a 4093 uvedeny pouze jejich schématické značky bez vnitřního modelu. Zapojení bylo realizováno a odzkoušeno na nepájivém poli, na kterém fungovalo dle teoretických předpokladů. Tento způsob realizace je však zde uveden pouze jako jedna z nejjednodušších a nejlevnějších variant realizace obvodů se spínanými kapacitami a v práci není dále zmiňován.

3.2. Přesný stavební blok LTC1043

Integrovaný obvod LTC1043 v sobě obsahuje dva stejné bloky a v každém z nich pak dvojici přesných, nábojově vyvážených, analogových spínačů, ke kterým lze připojit externí kondenzátory. Uvnitř obvodu je i generátor spínacího signálu, jehož činnost je však možno blokovat připojením externího generátoru a přepínat spínače externím obdélníkovým signálem až do kmitočtu 5MHz, který je dán stropním kmitočtem pro technologii CMOS. Spolu s kvalitními operačními zesilovači je pak možné, poměrně jednoduše vytvářet celou řadu obvodových systémů využívajících spínané kondenzátory, jako jsou například přesné přístrojové zesilovače, spínané filtry, převodníky U/f a f/U, vzorkovací obvody, přesné invertory, násobiče a děliče napětí, apod.



obr. 3.4: Vnitřní blokové schéma LTC1043 (převzato z lit. [14])

Jak je patrné z obrázku 3.4, integrovaný obvod LTC1043 obsahuje interní oscilátor, který kmitá, není-li vývod C_T zapojen, na kmitočtu max. 190 kHz, typicky pak na 185kHz. Pokud je na vývod C_T zapojen proti zemi, kondenzátor s kapacitou C_{ext} [pF] bude mít oscilátor nižší kmitočet f_s [kHz] daný podle následujícího vztahu:

$$f_{s[kHz]} \approx 190 \cdot \frac{24}{C_{ext[pF]} + 24} \quad (23)$$

Na výstupu vnitřního generátoru je vytvářen dvoufázový hodinový signál tak, že se průběhy Φ_1 a Φ_2 nepřekrývají, aby sériově zapojené spínače nebyly současně sepnuty. Přepínané kondenzátory se připojují vně obvodu na vývody C_{+A} C_{-A} resp. C_{+B} C_{-B} . Obvody bloků vyvážení náboje mají za úkol eliminovat vliv rozptylových kapacit.

Dále je nutné uvést několik mezních hodnot, které jsou typické pro tento integrovaný obvod LTC143. Napájecí napětí mezi piny U_+ a U_- by nemělo klesnout pod 3V a překročit hodnotu 18V. Vstupní napětí U_{in} přiváděné na všechny vývody S1A až S4B by mělo být v rozmezí -0,3V až max. ($U_+ + 0,3$)V. Rozsah pracovních teplot okolí T_A by měl být pro tento IO v rozsahu -40°C až +125°C.

Integrovaný obvod LTC1043 je komerčně dostupný např. v prodejně obchodu GM Electronic spol. s r.o. v Brně za cenu 180Kč s DPH za 1 kus, dle jejich platného ceníku pro rok 2009.

Narozdíl od všech v této práci zmíněných obvodů, využívajících principu spínaných kapacitorů, lze jej odsimulovat ve zvoleném programu OrCAD v.10 (PSPice).

Jak již plyne z textu výše, lze použít tento velmi praktický stavební blok, tvořený obvodem LTC1043, k realizaci poměrně jednoduchých, jak pasivních, tak i aktivních filtrů převážně prvního a ojediněle pak druhého řádu, při různém způsobu spínání kondenzátorů.

3.2.1. Návrh pasivních filtrů využívajících principu spínaných kapacitorů

Pro návrh „dolních propustí“ a „horních propustí“ pasivních filtrů, které jsou založeny na principu spínaných kapacitorů byla jako pomůcka vytvořena tabulka, která je součástí PŘÍLOHY č.1: „Tabulka pro návrh spínaných DP a HP filtrů 1. řádu“. V této tabulce pak lze nalézt, podle vstupních parametrů obvodu, potřebné hodnoty všech obvodových prvků potřebných k realizaci navrhovaného filtru.

V následujícím textu je stručně uvedeno jak se se zmíněnou tabulkou pracuje. Pokud je požadován návrh triviální dolní propusti prvního řádu, uvedené výše na obrázku 3.2 a), s mezním kmitočet f_0 např. 32Hz, nalezneme v této tabulce příslušnou hodnotu kondenzátoru $C_1=10nF$. V dalším kroku je pro tuto mezní hodnotu f_0 vybrána hodnota f_{PRAC} , tzv. hodnota pracovního kmitočtu filtru, která by měla být 50x až 100x menší než kmitočet f_s , kterým budeme následně spínat kondenzátor, simulující funkci ztrátového odporu (viz. podkap. 2.5.3 Nevýhody SC filtrů). Pokud by navrhovaný filtr nesplňoval tuto podmínku pro f_s , docházelo by k postupnému zkreslení výstupního signálu, až nakonec k jemu nepoužitelnosti k dalšímu zpracování. Avšak u filtrů DP stačí tuto podmínku pro f_s dodržet pouze pro oblast propustného pásma, jelikož nad tímto pásmem již leží kmitočty, které daný filtr tlumí a dále se pak již nezpracovávají. Z tohoto důvodu pro uváděný příklad stačí vybrat pracovní kmitočet z tabulky v rozmezí 200Hz až 400Hz, který se nabízí v tabulce pro hodnotu spínaného kondenzátoru $C_s=100pF$. Ve stejném sloupečku je dále uvedena ekvivalentní hodnota rezistoru $R_{ekv}=500k\Omega$, která je dána spínáním kondenzátoru C_s obdélníkovým signálem o frekvenci $f_s=20kHz$.

Zmíněné frekvence f_s může být dosaženo interním oscilátorem obvodu LTC1043 s připojením externí kapacity $C_{ext}=204pF$. Avšak z praktické zkušenosti doporučuji namísto této varianty využít raději vždy externí hodinový signál. Hodinový signál vytvořený interním oscilátorem s připojením externí kapacity totiž nebývá natolik přesný, abychom nakonec dostali velmi přesnou hodnotu odporu rezistoru realizovaného spínaným kapacitorem. Pokud ovšem nemáme k dispozici generátor hodinového signálu, nezbyde

nám nakonec nic jiného, než-li se spokojit s tímto interním oscilátorem a následným zkoušením různých hodnot kapacit kondenzátorů dospět k přesné realizaci ekvivalentního odporu a tím i patřičně přesné převodní charakteristice požadovaného filtru. Velká výhoda použití laditelného externího generátoru pro obvod LTC1043 spočívá především v možnosti přeladitelné převodní charakteristiky filtru.

U návrhu horních propustí se setkáváme hned s několika problémy jejich návrhu. V první řadě je třeba mít na paměti, že obvod LTC1043 vyrobený technologií CMOS lze použít pouze do kmitočtu 5MHz, tzn. že spínací frekvenci, použitou z externího generátoru a určenou ke spínání vnitřních analogových spínačů obvodu, lze navrhovat max. do 5MHz. Tato skutečnost nás tedy velmi omezuje v použití filtrů s pracovními kmitočty nad 100kHz. Toto omezení, jak je zmíněno výše, neomezuje tolik návrh dolních propustí, u kterých zpravidla není požadován natolik vysoký rozsah pracovních frekvencí. Avšak u ostatních typů filtrů je důležité s touto podmínkou počítat. Nejvíce omezující tato podmínka pro návrh filtrů horních propustí, které na rozdíl od filtrů dolních propustí, potlačují signály spodního kmitočtového pásma a propouští na výstup signály vyšších frekvencí, než-li je mezní kmitočet f_0 daného filtru. Shrnutím těchto faktů, je konstatováno, že obvod LTC1043 se příliš nehodí k návrhu filtrů horních propustí.

Závěrem je uvedeno několik vztahů, které byly potřebné k vypočítání hodnot ve zmíněné pomocné tabulce pro návrh elementárních filtrů prvního řádu, pracujících na principu spínaných kapacitorů.

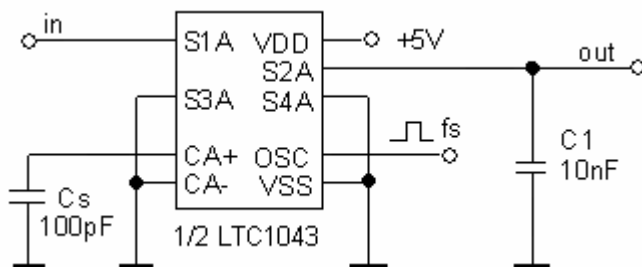
Mezní kmitočet filtru dolní nebo horní propusti 1. řádu se určí dle známého vztahu (24), ze kterého je elementární úpravou stanovena a posléze vypočtena hodnota C_1 .

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ekv} \cdot C_1} \quad (24)$$

Frekvence spínání f_s kondenzátoru, která určuje velikost ekvivalentního odporu R_{ekv} , je získána opět triviální matematickou úpravou vztahu (22) a dále pak úpravou vztahu (23) je získán vzorec pro stanovení C_{ext} , která slouží k nastavení frekvence interního oscilátoru. f_{PRAC} je dána, několikrát již zmíněnou podmínkou, pro kterou se doporučuje, aby f_{PRAC} byla 50x až 100x menší než f_s .

3.2.2. Příklad realizace spínané DP 1. řádu

S využitím obvodu LTC1043 byl navržen a následně odsimulován obvod spínaného filtru DP 1. řádu a porovnány časové charakteristiky výstupních průběhů s pasivním RC filtrem DP. Ekvivalentní obvod se spínaným kapacitorem je schématicky znázorněn na obrázku 3.5. Ekvivalentní rezistor je v tomto příkladu realizován dle zapojení na obrázku 2.4 b), resp. obrázku 3.2 b).

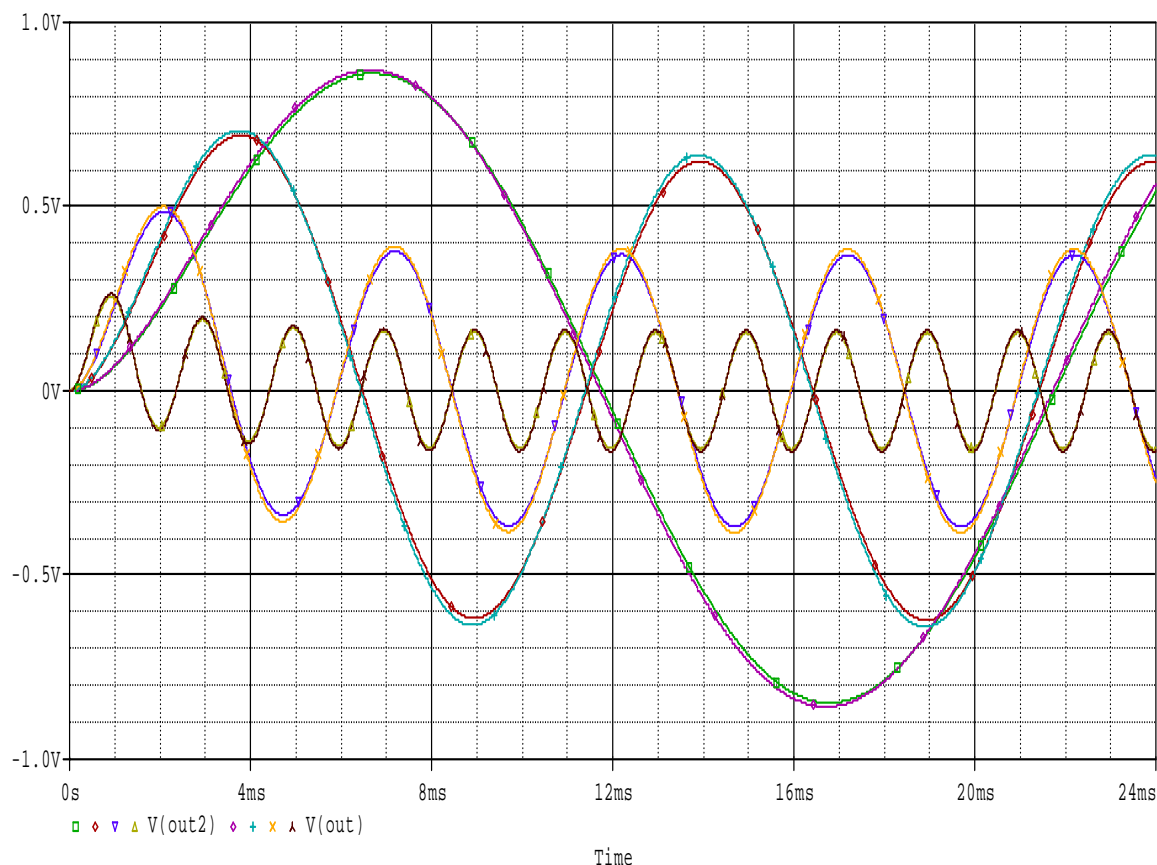


obr. 3.5: Zapojení pro simulaci spínané DP s LTC1043

Simulace filtru dolní propusti je realizována pro několik mezních kmitočtů f_0 , přičemž bylo záměrem dosáhnout nejnižšího mezního kmitočtu, kterého lze dosáhnout za pomoci tohoto IO obvodu, při splnění všech daných podmínek popsanych výše. Simulace byla prováděna pro tyto hodnoty f_0 : 80Hz, 32Hz, 16Hz, 8Hz a 3,2Hz. Navržený obvod se spínaným kondenzátorem vyhověl pro všechny tyto zmíněné mezní kmitočty filtrů

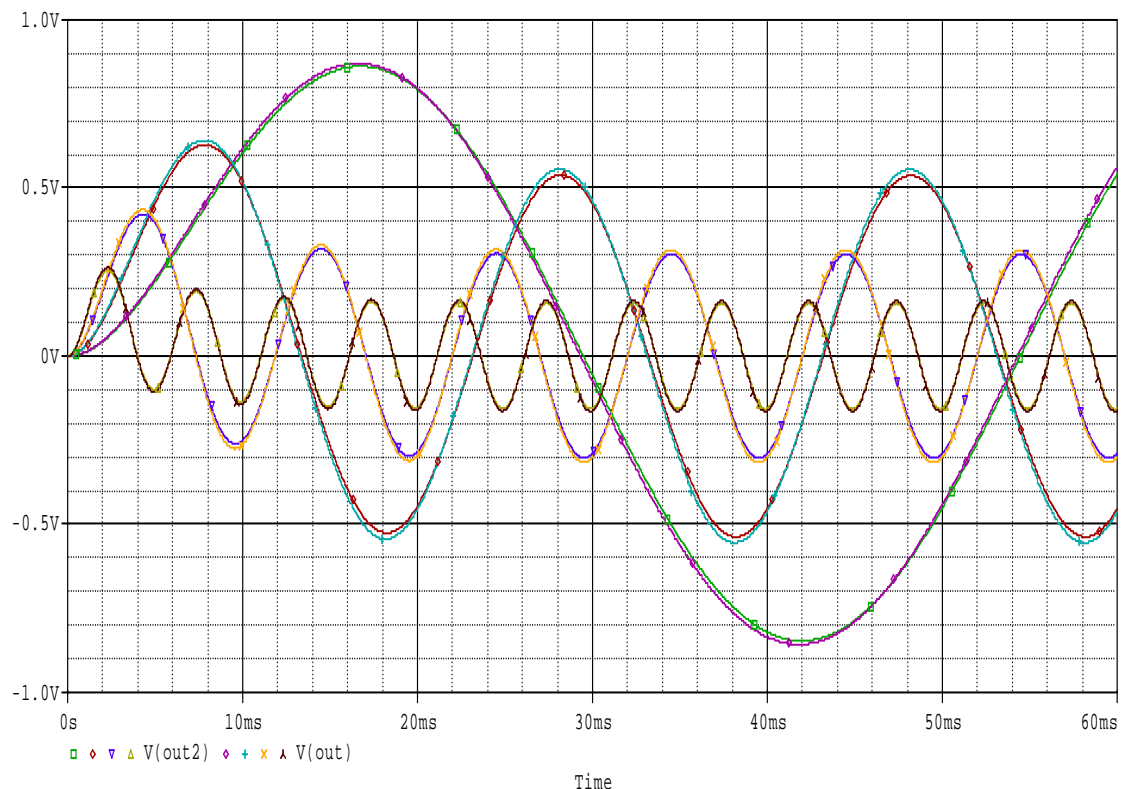
V grafu na obr. 3.6 jsou vykresleny výstupní průběhy napětí pro různé vstupní frekvence harmonických signálů. Aby bylo možné pozorovat odchylky průběhů z výstupu spínaného filtru - výstup V(out), byly zobrazeny současně i výstupní průběhy z výstupu RC filtru, složeného z diskretních součástek - výstup V(out2). Z obrázku 3.6 je dále patrné, že výstupní signály pro všechny simulované frekvence vstupních signálů ze spínaného filtru přesně kopírují výstupní signály z RC filtru. Je tedy zřejmé, že hodnota odporu spínaného kondenzátoru je přesným ekvivalentem k reálnému odporu ve filtru RC.

Pro mezní frekvenci $f_0=80\text{Hz}$, byla stanovena z tabulky hodnota $C_1=10\text{nF}$, velikost spínané kapacity $C_s=100\text{p}$ a spínací frekvenci $f_s=50\text{kHz}$, ekvivalentní hodnota rezistoru $R_{\text{ekv}}=200\text{k}\Omega$, která je dána ze vztahu (22) kombinací hodnot C_s a f_s . Maximální kmitočtová použitelnost filtru je v tomto případě do $f_{\text{PRAC}(1/50)}=1\text{kHz}$.

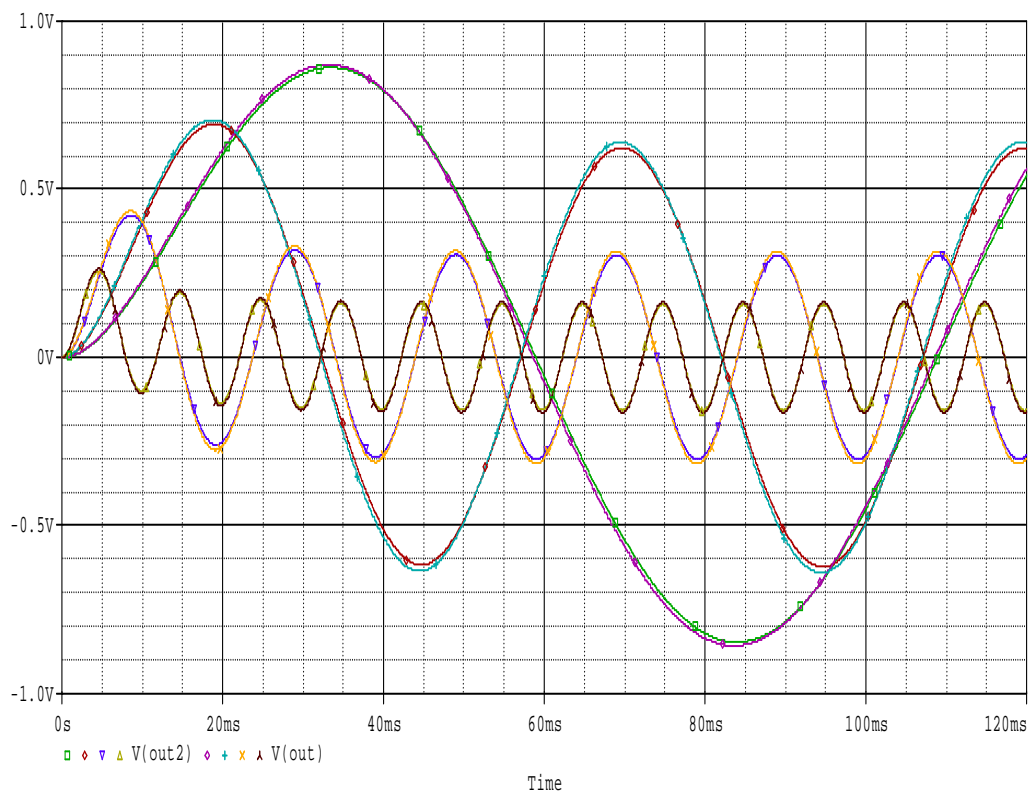


obr. 3.6: Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=80\text{Hz}$) pro frekvence 50Hz, 100Hz, 200Hz, 500Hz;
V(out) – filtr DP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr DP z diskretních součástek

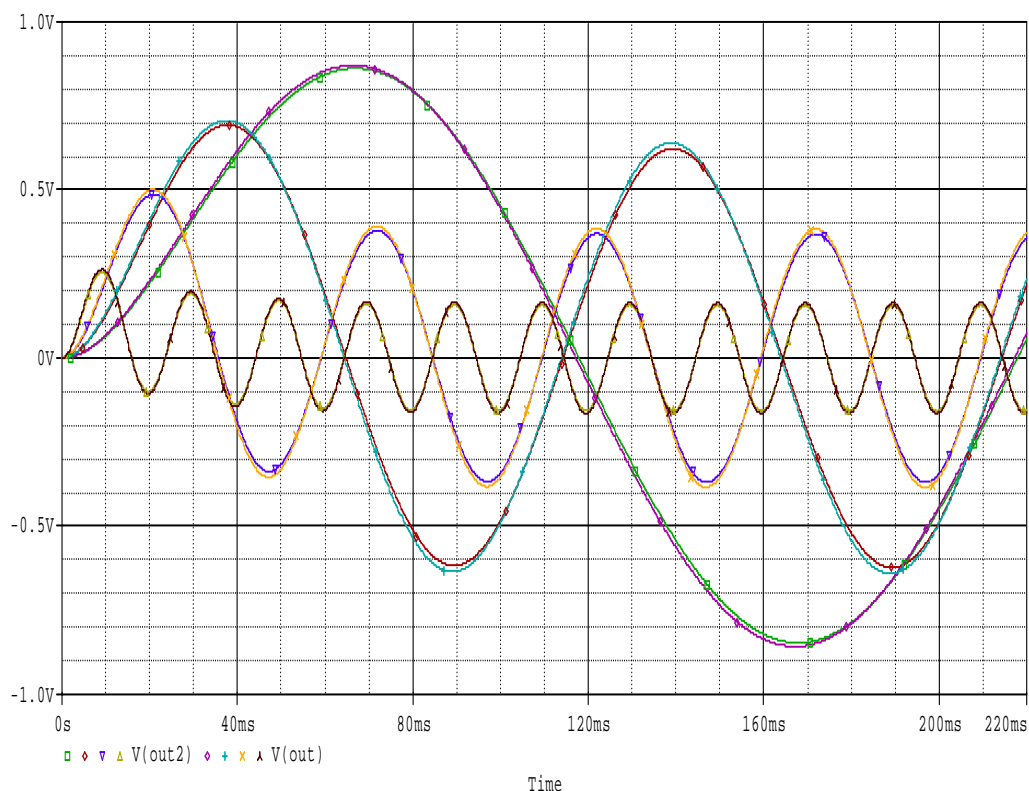
Na následujících obrázcích 3.7 až 3.10 jsou znázorněny kmitočtové charakteristiky daného spínaného filtru DP pro mezní frekvence f_0 : 32Hz, 16Hz, 8Hz a 3,2Hz. Z těchto obrázků je patrné, že obvod pro všechny zvolené kmitočty vstupních harmonických signálů vyhověl.



obr. 3.7: Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=32\text{Hz}$) pro frekvence 20Hz, 50Hz, 100Hz a 200Hz.
 Parametry spínaného obvodu: $C_1=10\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=20\text{kHz}$; $R_{ekv}=500\text{k}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=400\text{Hz}$.
 V(out) – filtr DP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr DP z diskretních součástek.



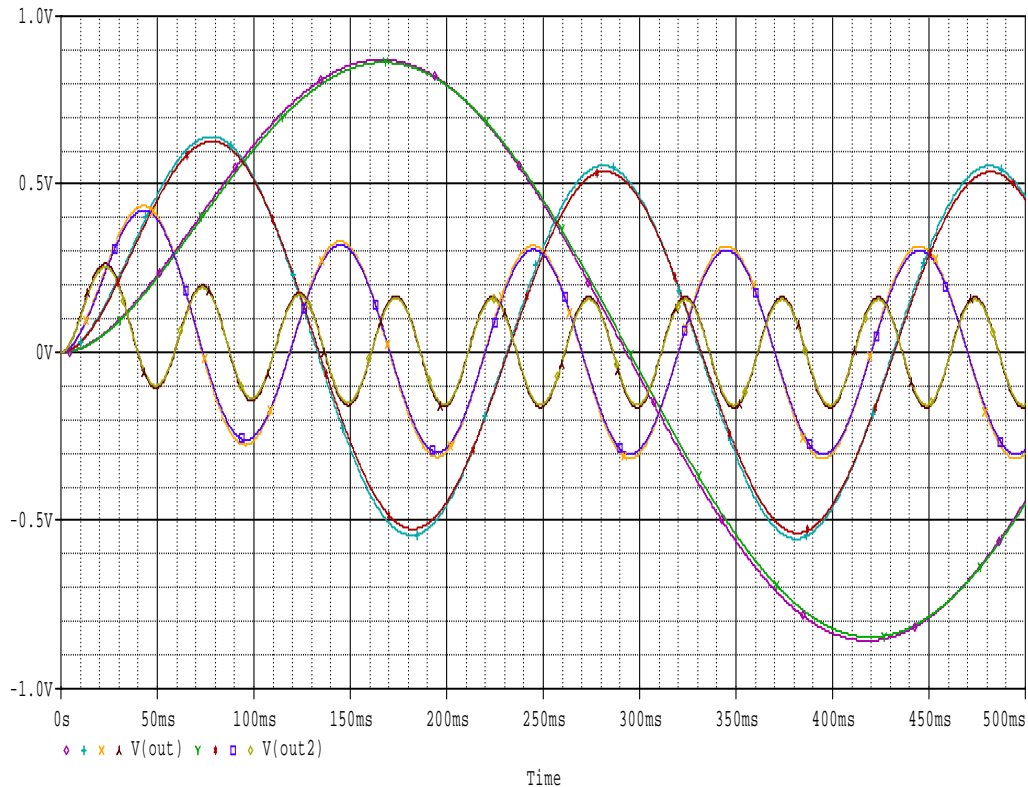
obr. 3.8: Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=16\text{Hz}$) pro frekvence 10Hz, 20Hz, 50Hz, 100Hz.
 Parametry spínaného obvodu: $C_1=10\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=10\text{kHz}$; $R_{ekv}=1\text{M}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=200\text{Hz}$.
 V(out) – filtr DP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr DP z diskretních součástek.



obr. 3.9: Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=8\text{Hz}$) pro frekvence 5Hz, 10Hz, 20Hz, 50Hz.

Parametry spínaného obvodu: $C_1=10\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=5\text{kHz}$; $R_{\text{ekv}}=2\text{M}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=100\text{Hz}$.

V(out) – filtr DP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr DP z diskretních součástek.



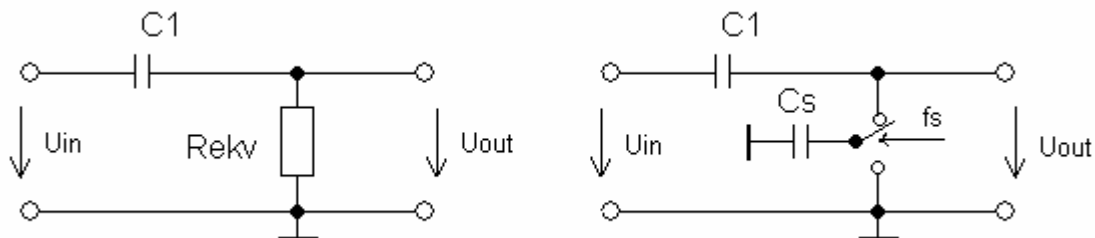
obr. 3.10: Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=3,2\text{Hz}$) pro frekvence 2Hz, 5Hz, 10Hz, 20Hz.

Parametry spínaného obvodu: $C_1=10\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=2\text{kHz}$; $R_{\text{ekv}}=5\text{M}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=40\text{Hz}$.

V(out) – filtr DP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr DP z diskretních součástek.

3.2.3. Příklad realizace spínané HP 1. řádu

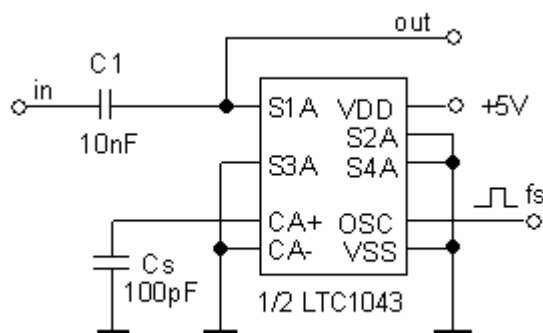
Spínaný filtr horní propusti byl realizován obdobným způsobem jako spínaný filtr dolní propusti. Zapojení HP se spínaným ekvivalentem je znázorněno na následujícím obrázku 3.11.



obr. 3.11: a) Horní propust prvního řádu

b) Ekvivalentní zapojení HP se spínaným kapacitorem

Celkové zapojení pro simulaci spínaného filtru HP je schématicky znázorněno na obrázku 3.12. Na vstup filtru byly přiváděny harmonické signály různých kmitočtů a na výstupu filtru byl pozorován výstupní signál. Opět stejně jako v předchozím příkladu byl výstup spínaného filtru (v simulátoru označen jako Vout) porovnáván s tímž filtrem složeným z reálných součástek (v simulátoru označen jako Vout2).

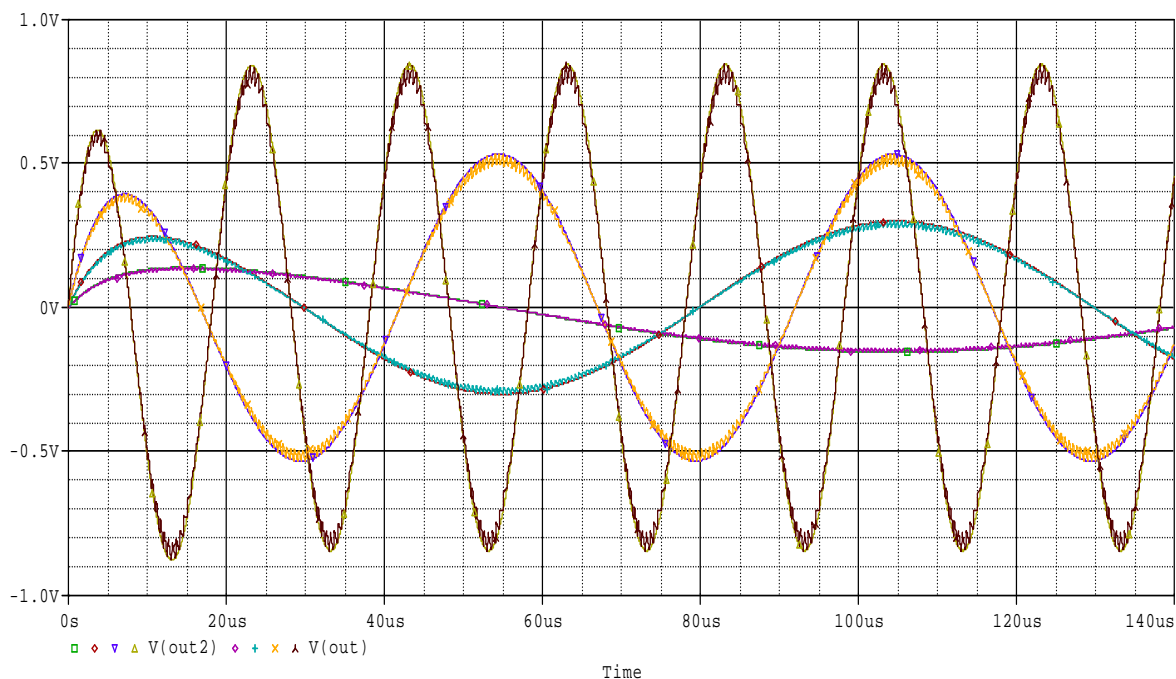


obr. 3.12: Zapojení pro simulaci spínané HP s LTC1043

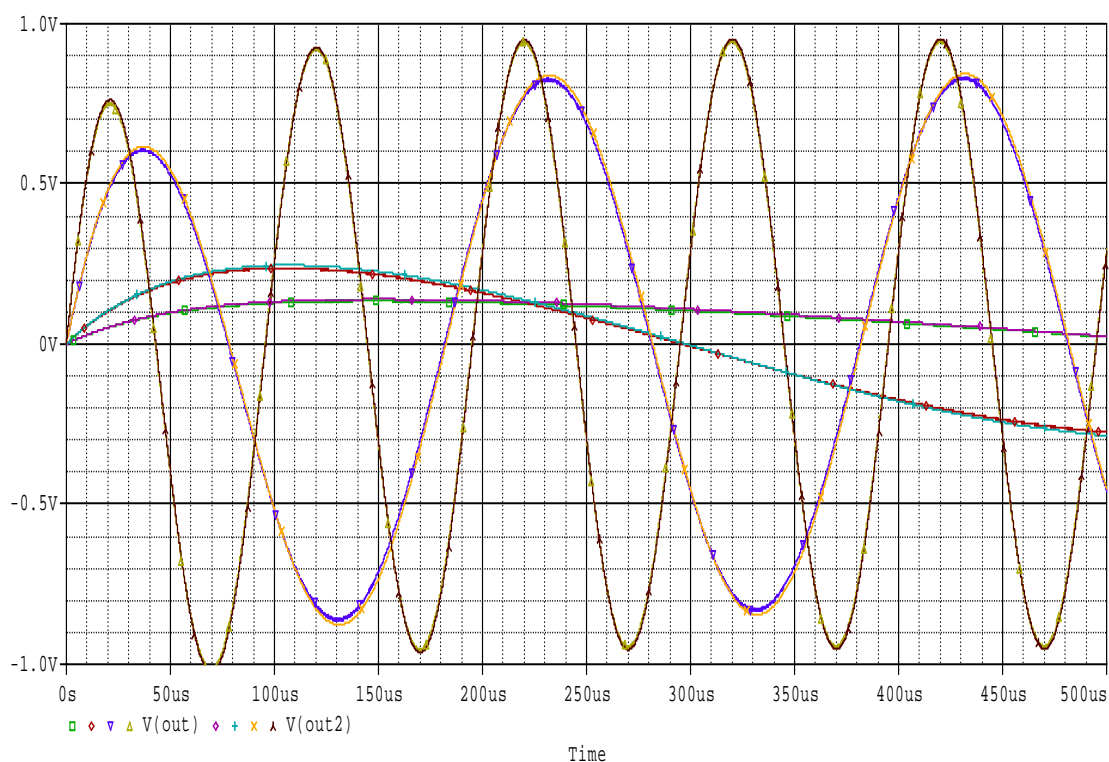
Simulace spínaného filtru HP byla prováděna pro mezní kmitočty f_0 : 3,2kHz, 8kHz, 16kHz a 32kHz. Navržený obvod se spínaným kondenzátorem vyhověl pro všechny tyto zmíněné mezní kmitočty.

Z obrázku 3.13 je zřejmé, že návrh spínaného filtru odpovídá teoretickým předpokladům, tj. výstupní průběhy spínaného filtru kopírují téměř přesně výstupní průběhy pasivního filtru RC složeného z diskretních součástek.

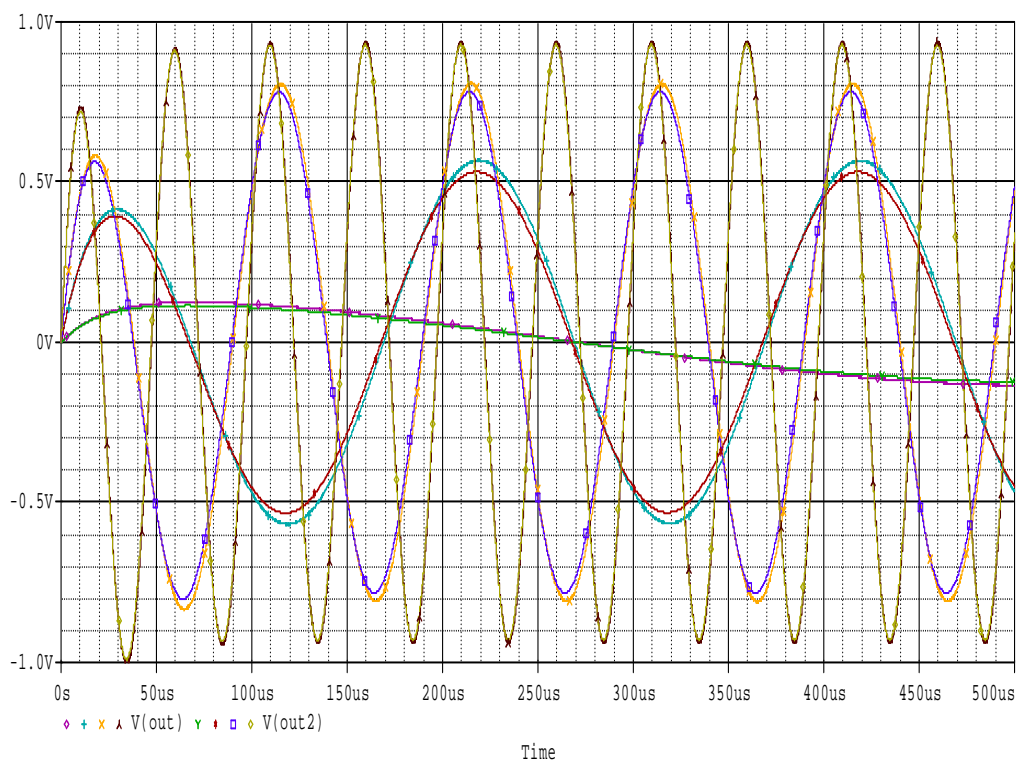
Na tomto obrázku si již ale můžeme povšimnout mírného zkreslení výstupního signálu na výstupu spínaného filtru. Toto zkreslení vzniká vlivem horního frekvenčního omezení filtru a jak již bylo zmíněno v úvodu této podkapitoly, musíme s tímto omezením při návrhu filtrů horních propustí počítat. Maximální pracovní kmitočet, pro který můžeme filtr používat je 100kHz (odvozeno od maximální spínací frekvence $f_{Smax} = 5\text{MHz}$).



obr. 3.13: Kmitočtová závislost filtru HP ($f_0=32\text{kHz}$) pro frekvence 5kHz, 10kHz, 20kHz a 50kHz;
 Parametry spínaného obvodu: $C_1=1\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=2\text{MHz}$; $R_{\text{ekv}}=5\text{k}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=40\text{kHz}$.
 V(out) – filtr HP se spínaným kapacitorem, V(out2) – filtr HP z diskretních součástek



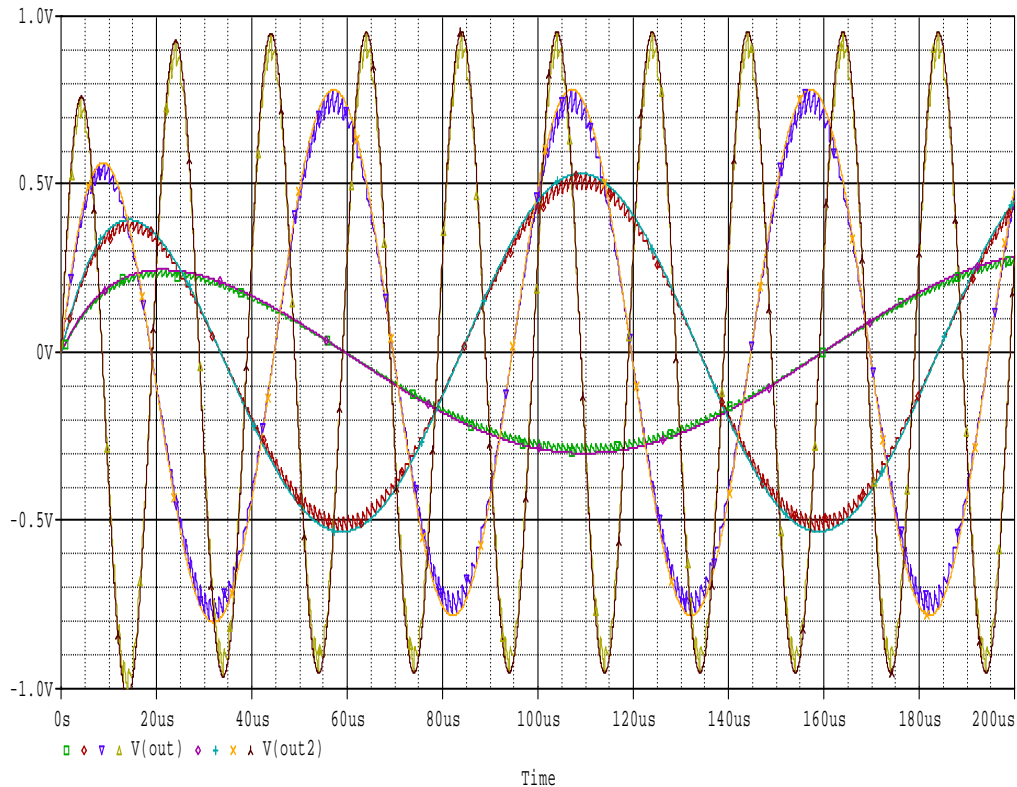
obr. 3.14: Kmitočtová závislost filtru HP ($f_0=3,2\text{kHz}$) pro frekvence 500Hz, 1kHz, 5kHz a 10kHz.
 Parametry spínaného obvodu: $C_1=10\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=2\text{MHz}$; $R_{\text{ekv}}=5\text{k}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=40\text{kHz}$.
 V(out) – filtr HP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr HP z diskretních součástek.



obr. 3.15: Kmitočtová závislost filtru HP ($f_0=8\text{kHz}$) pro frekvence 1kHz, 5kHz, 10kHz, 20kHz.

Parametry spínaného obvodu: $C_1=10\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=5\text{MHz}$; $R_{\text{ekv}}=2\text{k}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=100\text{kHz}$.

V(out) – filtr HP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr HP z diskretních součástek.



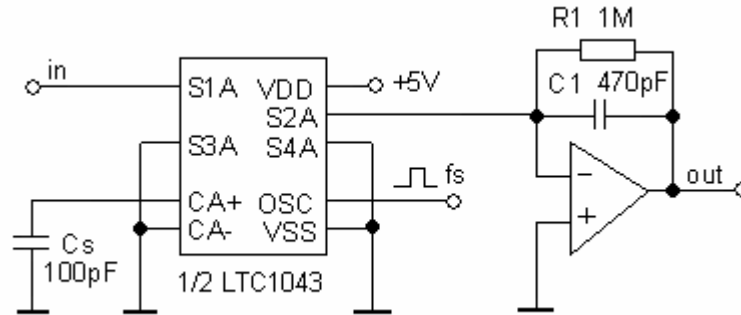
obr. 3.16: Kmitočtová závislost filtru HP ($f_0=16\text{kHz}$) pro frekvence 5kHz, 10kHz, 20kHz a 50kHz.

Parametry spínaného obvodu: $C_1=1\text{nF}$; $C_s=100\text{p}$; $f_s=1\text{MHz}$; $R_{\text{ekv}}=10\text{k}\Omega$; $f_{\text{PRAC}(1/50)}=20\text{kHz}$.

V(out) – filtr HP se spínaným kondenzátorem, V(out2) – filtr HP z diskretních součástek.

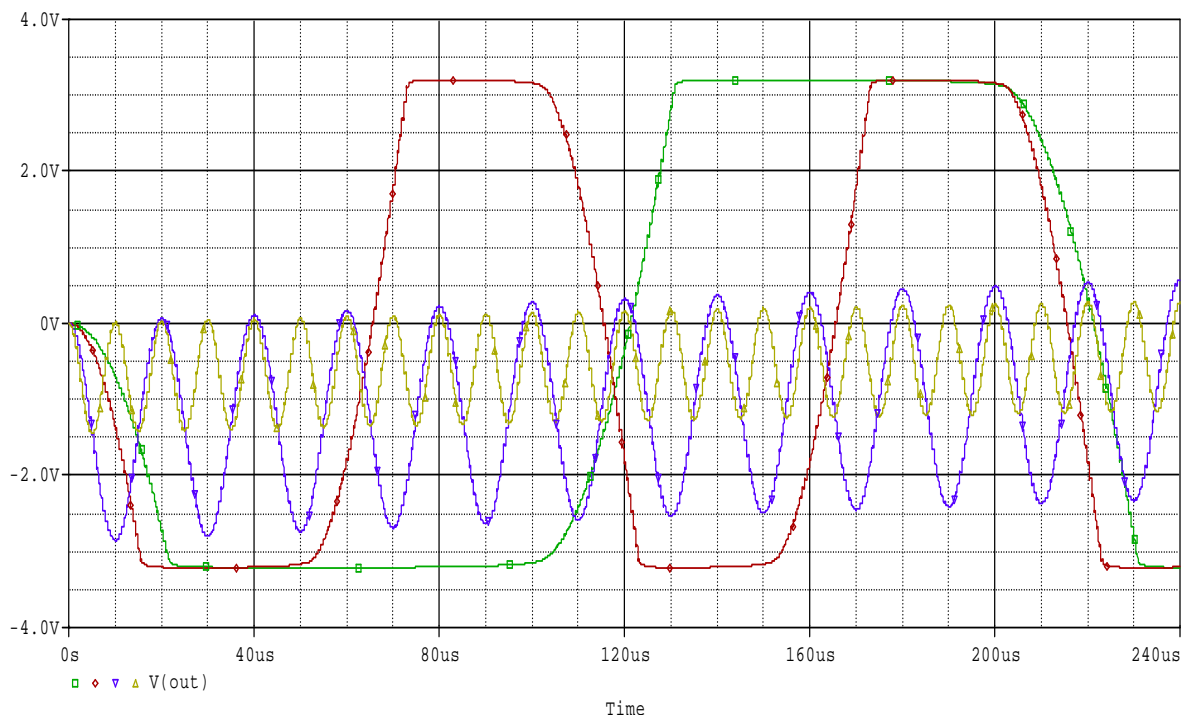
3.2.4. Příklad realizace invertujícího integrátoru (II-SC)

Ve známém zapojení invertujícího integrátoru je opět rezistor R_{ekv} nahrazen spínaným kondenzátorem C_s , dle obr. 2.5. Celkové zapojení pro simulaci spínaného invertujícího integrátoru je uvedeno na následujícím obrázku 3.17.



obr. 3.17: Zapojení pro simulaci spínaného invertujícího integrátoru (II-SC)

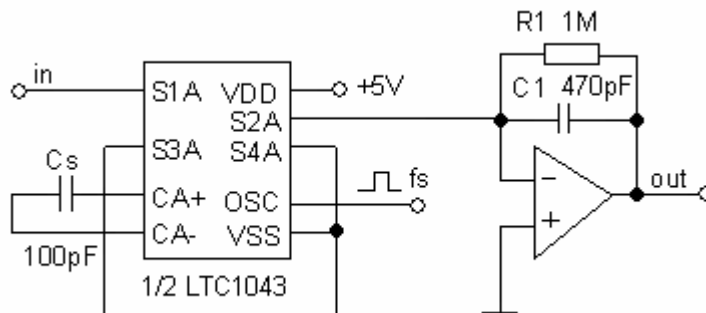
Rezistor $R_{ekv} = 5k\Omega$ byl nahrazen spínaným ekvivalentem, tvořeným kondenzátorem C_s o kapacitě $100pF$ a spínán pomocí IO LTC1043 obdélíkovým signálem o amplitudě $5V$ s frekvencí $2MHz$ z externího generátoru. Takto vytvořený spínaný integrátor má maximální pracovní kmitočet vstupních signálů $f_{PRAC(1/50)} = 40kHz$.



obr. 3.18: Kmitočtová závislost spínaného invertujícího integrátoru (II-SC), pro frekvence 5kHz, 10kHz, 50kHz a 100kHz.

Na obrázku 3.18 je znázorněna kmitočtová charakteristika spínaného invertujícího integrátoru (II-SC) pro frekvence 5kHz, 10kHz, 50kHz a 100kHz. Pokud bychom tyto průběhy opět porovnali s průběhy invertujícího integrátoru ARC, dospěli bychom k jejich vzájemné shodě.

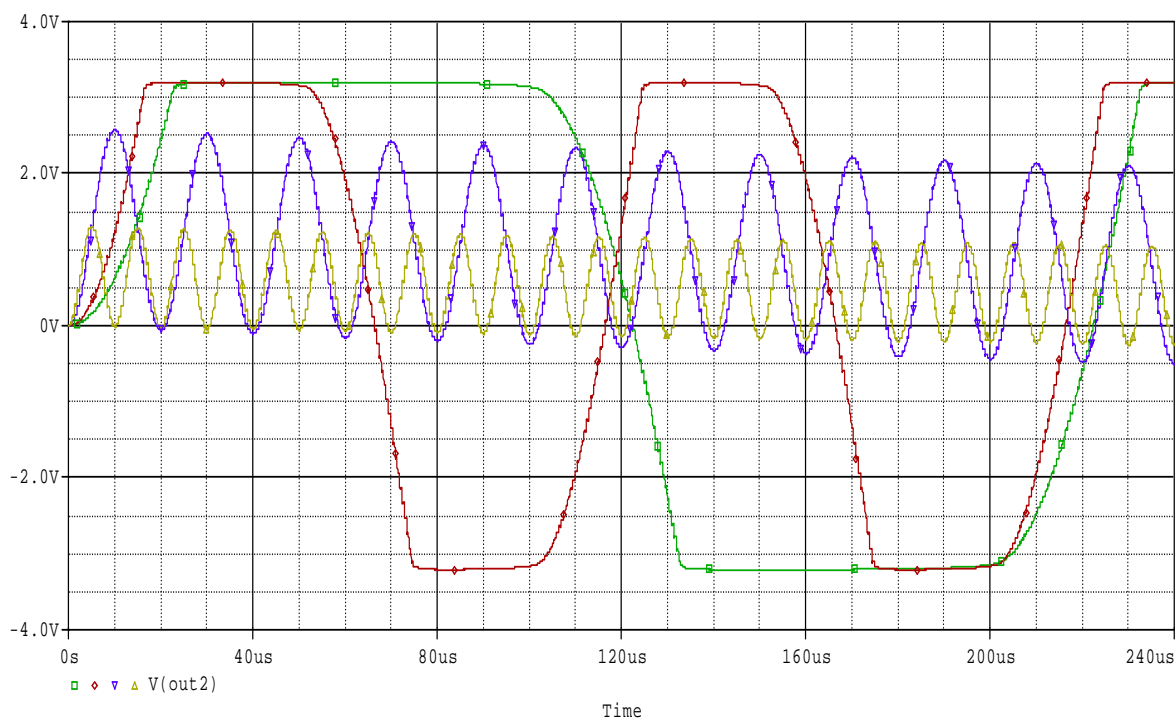
3.2.5. Příklad realizace neinvertujícího integrátoru SC (NI-SC)



obr. 3.19: Zapojení pro simulaci spínaného neinvertujícího integrátoru (NI-SC)

Neinvertující spínaný integrátor (NI-SC) byl vytvořen z invertujícího spínaného integrátoru pouhou změnou typu spínání kondenzátoru C_s podle obrázku 2.6. Takto upravené zapojení pro simulaci spínaného neinverujícího integrátoru je uvedeno na obrázku 3.19.

Z předchozích teoretických poznatků již víme, že amplitudy výstupních signálů neinvertujícího integrátoru jsou inverzní k amplitudám výstupních signálů invertujícího integrátoru, tj. mají stejnou hodnotu ale pouze opačné znaménko. Tuto skutečnost si můžeme ověřit na obrázku 3.20, který znázorňuje kmitočtovou závislost spínaného neinvertujícího integrátoru (NI-SC).



obr. 3.20: Kmitočtová závislost spínaného neinvertujícího integrátoru (NI-SC), pro frekvence 5kHz, 10kHz, 50kHz a 100kHz.

4. Integrované filtry SC

Pokud potřebujeme pro náš obvodový systém použít filtr se spínanými kapacitami, můžeme ho získat následujícími způsoby:

1. Filtr sestojíme z diskrétních součástek.
2. Filtr sestavíme z integrovaných SC bloků 2. řádu.
3. Použijeme některý z integrovaných filtrů, jehož kmitočtová charakteristika a další parametry vyhovují našemu návrhu.

Prvý způsob byl podrobně a rozsáhle popsán v předchozí kapitole. V této kapitole se zaměříme především na druhý a třetí způsob realizace filtrů se spínanými kapacitami, tj. realizaci pomocí integrovaných filtrů.

Mezi dvě nejvýznamnější firmy nabízející na trhu integrované filtry s SC patří v první řadě firma Linear Technology a firma MAXIM, jejichž obvody jsou finančně dostupné a často používané v různých zapojeních. Jejich nejznámější a nejpoužívanější IO spadající do problematiky spínaných kapacitorů jsou důkladně rozebrány dále.

Některé níže zmíněné IO jsou však hůře komerčně dostupné ve většině největších distribučních firmách na českém trhu. Dostupnost vybraných obvodů byla ověřována ve vybraných obchodech GES-ELECTRONICS, a.s. v Brně a GM Electronic spol. s r.o. v Brně. Obvod LTC1060 od firmy Linear Technology lze zakoupit pouze na objednávku v prodejnách v obou zmíněných obchodech za cenu 230Kč za kus. Dále pak např. obvody LMF100, MF10 a LTC1062 lze objednat pouze u firmy GES-ELECTRONICS, a.s.. První dva zmíněné obvody lze však objednat s podmínkou odběru minimálního počtu 18ks v ceně 139Kč za kus za obvod LMF100 a 114Kč za kus za obvod MF10. Třetí zmíněný obvod LTC1062 je dostupný v ceně 170Kč za kus. Všechny uvedené ceny jsou platné podle příslušných ceníků platných v obou distribučních společnostech v roce 2009.

Všechny níže uváděné obvody filtrů od firmy MAXIM nejsou komerčně dostupné na českém trhu. V obou výše uváděných distribučních firmách nejsou tyto obvody od firmy MAXIM dostupné a ani je nelze objednat.

Dalším problémem těchto obvodů je to, že je nelze odsimulovat v běžně dostupných simulačních programech. Pro simulaci byl vyzkoušen program Circuit Design Suite 10.0 od společnosti National Instruments a dále pak program OrCAD v.10 nebo v.16 (PSpice) od společnosti Cadence OrCAD. Knihovny obou těchto programů neobsahují modely uváděných filtrů SC a ani nebylo možné tyto knihovny nalézt na internetových stránkách vývojových firem simulačních programů.

4.1. Integrované filtry LTC1060

Firma Linear Technology má dominantní postavení na trhu u filtrů, které jsou externě programovatelné pomocí rezistorů. Představiteli těchto obvodů jsou obvody typu LTC1059/1060/1061/1064. Jednotlivé typy se liší především počtem dvojic integrátorů (1,2,3,4) a přítomností přídavného operačního zesilovače (ano, **ne**, ne, ne). Bloky lze přeladovat v rozmezí od 0,1Hz do 140kHz. Střední frekvence těchto filtrů může být nastavena externím hodinovým signálem, popř. navíc poměrem externě připojených rezistorů. Maximální vzorkovací frekvence těchto integrovaných filtrů je 7MHz. Poměr f_s/f_{PRAC} lze přepínat mezi hodnotami 100:1 a 50:1 volbou patřičné logické úrovně na příslušném vývodu.

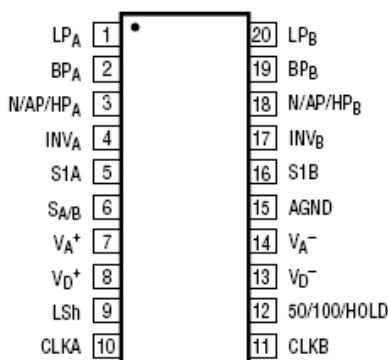
Jedním z přesných stavebních bloků určených k „diskrétní“ realizaci speciálních SC obvodů jsou integrované obvody z řady LTC1060 od firmy Linear Technology. Tyto obvody doplněné o vnější rezistory (2 až 5 kusů) umožňují realizovat dva bloky filtrů se spínanými kapacitami s přenosovou funkcí druhého řádu (HP, DP, PP, PZ). Filtr 4. řádu dostaneme kaskádním spojením dvou těchto bloků filtrů 2. řádu.

Filtry SC, doplněné o přídavné pevné rezistory, se mohou chovat nevhodně při přeladování, protože se změnou spínacího kmitočtu se mění pouze ekvivalentní odpory spínaných kapacitorů. Toto však není případ prezentovaných bloků, neboť jejich struktura je navržena tak, že výsledná přenosová funkce filtru závisí na poměrech odporů pevných rezistorů.

LTC1060 je navržen pro použití pracovních frekvencí do 30kHz, z čehož vyplývá jeho maximální spínací frekvence 3MHz. Obvod pracuje buď s jedním nebo dvojím napájením od $\pm 2,37V$ do $\pm 8V$. Když jej budeme napájet +5V, spotřeba filtru bude typicky 12mW a jeho max. pracovní frekvence bude 10kHz. Při typickém napájení obvodu $\pm 5V$ se max. pracovní kmitočet filtru zvětší na 30kHz a můžeme též dosáhnout vyšších hodnot činitele jakosti Q . Jako zdroj externího spínání musí být výhradně použity hodiny TTL nebo CMOS. Realizované filtry dosahují velmi vysokého činitele jakosti Q a mají vysoký dynamický rozsah pásmových propustí a zádrží.

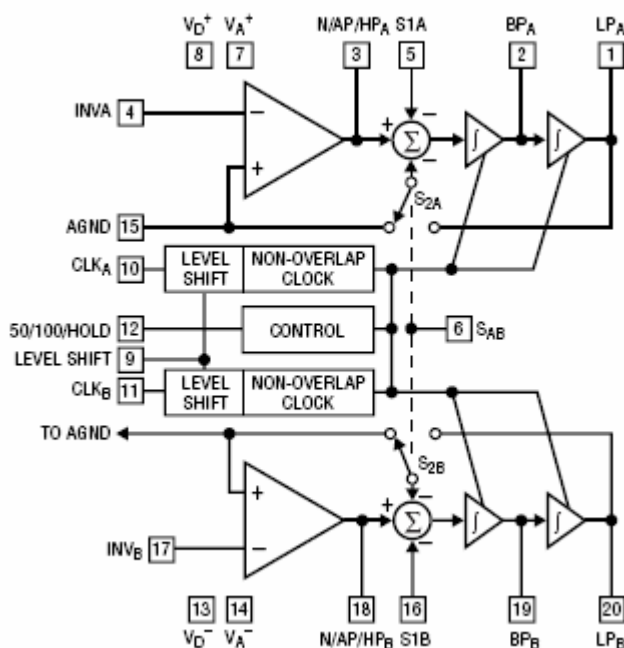
4.1.1. Podrobný popis LTC1060

Pohled na pouzdro integrovaného obvodu LTC1060 s popsány vývody je na následujícím obrázku 4.1:



obr. 4.1. Popis vývodů integrovaného obvodu LTC1060 (převzato z lit. [12])

Pro napájení obvodu LTC1060 slouží piny V_A^+ (pin 7), V_A^- (pin 14), V_D^+ (pin 8), V_D^- (pin 13), kde A značí analogové, D digitální napájení a $^+$ značí kladné, $^-$ záporné napájení. Piny 7 a 8, resp. 13 a 14, mohou být spojeny a blokovány na zem keramickými kondenzátory 100nF. Na pin 15 AGND značí analogovou zem. Při duálním napájení ($\pm 5V$) je tento pin připojen na systémovou zem, při jednotném napájení ($+5V$) je tento pin spojen přes odporový dělič na polovinu napájecího napětí a blokován keramickým kondenzátorem 100nF na systémovou zem. Vstup Lsh – „level shift“ (pin 9), určuje prahovou hodnotu pro hodinový signál a bývá obvykle připojen na zem.



obr. 4.2. Vnitřní blokové schéma LTC1060

Vstupní hodinový signál z externího generátoru se připojuje na vstup CLK (piny 10 a 11). Jeho prahová úroveň je určena napětím na pinu Lsh a měla by být volena $1,5V \pm 0,1V$ nad jeho úrovní. Střída hodinového signálu by se měla co nejvíce blížit 50%.

Mód vzorkování (spínání) se volí příslušnými logickými úrovněmi na vstupu 50/100/HOLD (pin 12). Logická úroveň $+5V$ značí mód 50:1, AGND mód 100:1 a úroveň $-5V$ na tomto vývodu jsou operace filtru zastaveny a na jeho výstupu je držen poslední vzorek, tento mód však není doporučeno používat.

Pro úpravu poměru f_s/f_{prac} (u pracovních módů 1b, 1c, 2a, 2b) slouží vstupy $S1_A$ (pin 5) a $S1_B$ (pin 16), na které se přes odporový dělič přivádí patřičné napětí. Pokud tato funkce není použita, tak bývá tento vstup připojen na AGND.

Vstup $S_{A/B}$ (pin 6) ovládá polohu vnitřních přepínačů S_{2A} a S_{2B} – viz. obr. 4.2. Pokud se na tento vstup přivede napětí $+5V$, připojí se vstupy vnitřních sumátorů k výstupu LP_A (pin 1), resp. LP_B (pin 20). V druhém případě, pokud je na vstup $S_{A/B}$ připojeno $-5V$, jsou přepínače připojeny vstupy obou sumátorů na AGND.

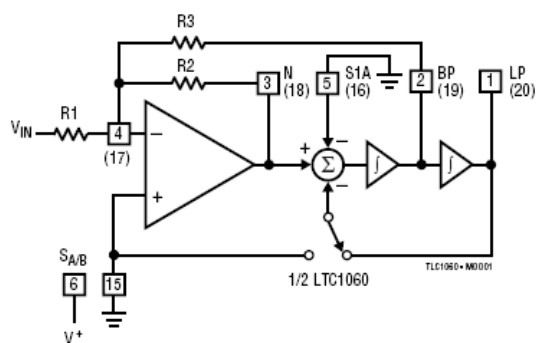
Výstupní signál z integrovaného filtru různých přenosových funkcí odebíráme z pinů 1 až 4 pro první blok filtru, resp. z pinů 20 až 17 pro druhý blok filtru.

4.1.2. Nejpoužívanější pracovní módy LTC1060

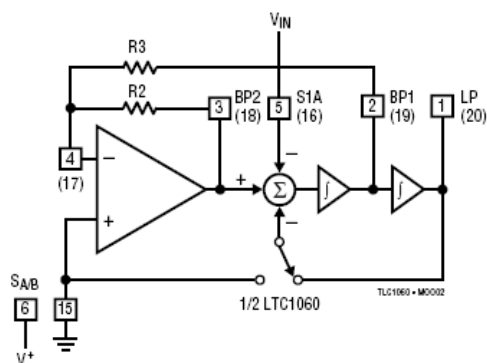
Na následujících obrázcích 4.3 až 4.7 jsou zobrazeny jednotlivé nejpoužívanější módy (způsoby realizace) spínaných filtrů druhého řádu. Všechny níže uvedené módy realizují na výstupu 1, resp. 20, filtr dolní propusti a na výstupu 2, resp. 19, filtr pásmové propusti. Odlišnou funkci má pouze výstup 3, resp. 18, na kterém lze získat výstup horní propusti, pásmové propusti nebo pásmové zádrže – viz tab. 4.1, zobrazující zároveň i stanovení pracovní frekvence f_{prac} v závislosti na spínací frekvenci f_s a externě připojených rezistorů.

mód	Pin 1 (20)	Pin 2 (19)	Pin 3 (18)	f_{PRAC}	f_z
1	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová zádrž	$\frac{f_s}{100(50)}$	
1a	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová propust	$\frac{f_s}{100(50)}$	
1b	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová zádrž	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{\frac{R_6}{R_5 + R_6}}$	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{\frac{R_6}{R_5 + R_6}}$
1c	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová zádrž	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_6}{R_5 + R_6}}$	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_6}{R_5 + R_6}}$
2	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová zádrž	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}}$	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}}$
2a	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová zádrž	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4} + \frac{R_6}{R_5 + R_6}}$	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_6}{R_5 + R_6}}$
2b	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová zádrž	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4} + \frac{R_6}{R_5 + R_6}}$	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{\frac{R_6}{R_5 + R_6}}$
3	Dolní propust	Pásmová propust	Horní propust	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$	
3a	Dolní propust	Pásmová propust	Pásmová zádrž	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$	$\frac{f_s}{100(50)} \cdot \sqrt{\frac{R_h}{R_l}}$

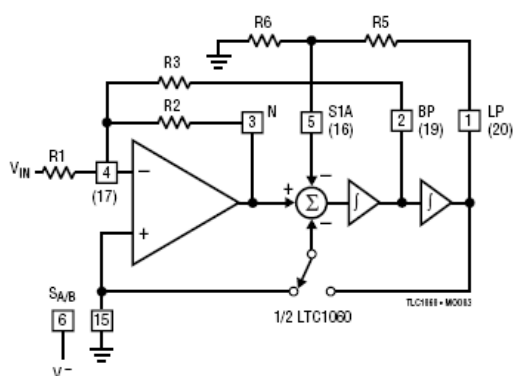
tab. 4.1: Nejpoužívanější pracovní módy LTC1060, stanovení pracovního kmitočtu filtru 2. řádu



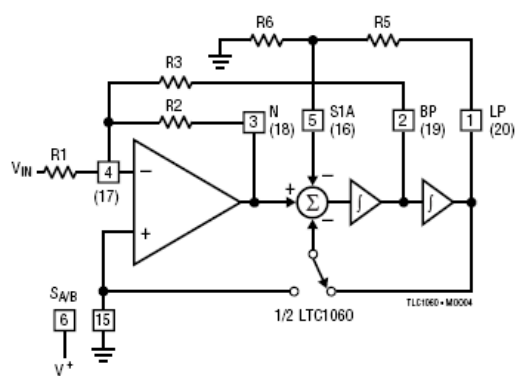
obr. 4.3. Mód 1



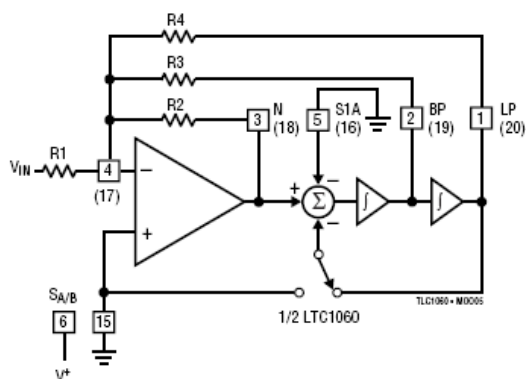
Mód 1a



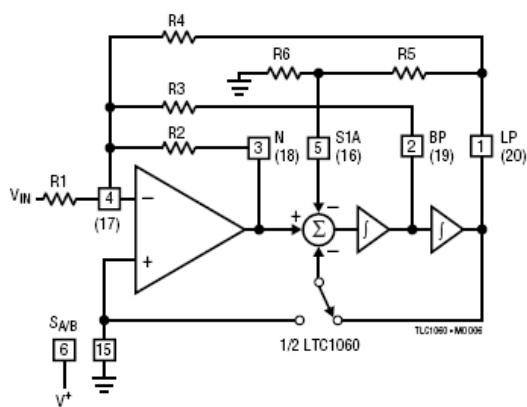
obr. 4.4. Mód 1b



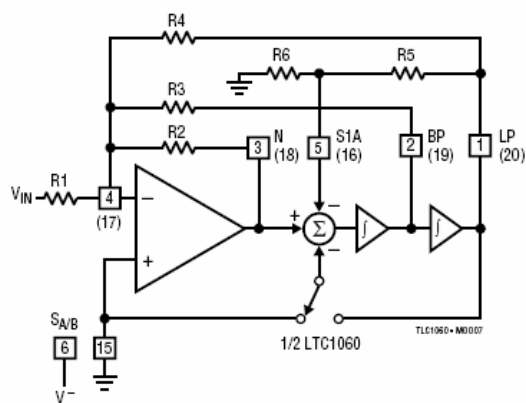
Mód 1c



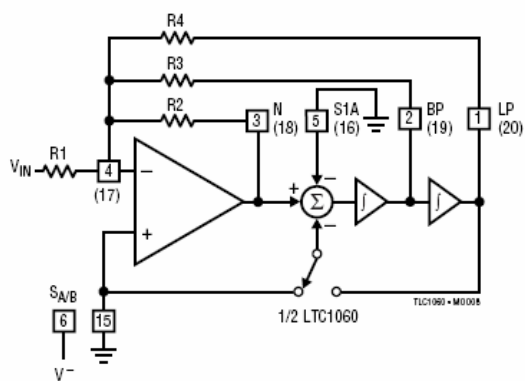
obr. 4.5. Mód 2



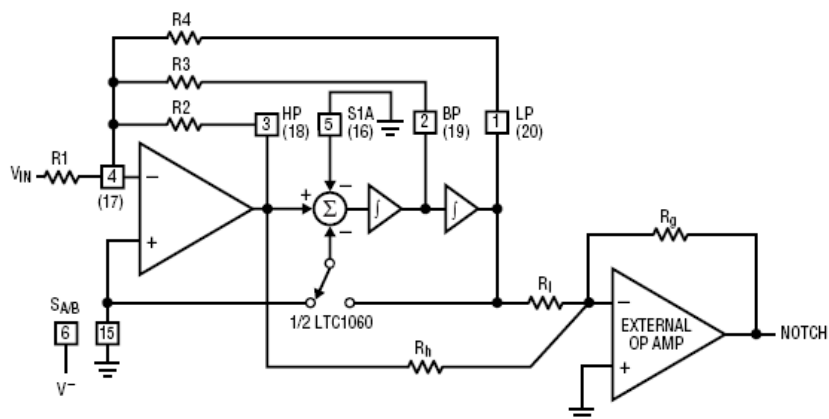
Mód 2a



obr. 4.6. Mód 2b



Mód 3



obr. 4.7. Mód 3a

Pozn. předešlé obrázky 4.3 až 4.7 byly převzaty z datasheetu pro LTC1060, lit. [12].

Přenos každého ze spínaných integrátorů je $1/(\tau p)$, kde τ je časová konstanta řízená spínacím kmitočtem. Analýzou zmíněných zapojení dojdeme k závěru, že kmitočet ω_0 je roven převrácené hodnotě časové konstanty a činitel jakosti je dán poměrem odporů R_2 a R_3 . Znamená to, že při přeladování filtru změnou spínací frekvence dochází k změně ω_0 při konstantním činiteli jakosti Q .

Obvod je navržen jako univerzální, což znamená, že vhodným zapojením ho lze nastavit tak, aby pracoval v různých pracovních režimech (módech). Každý z klasických filtrů může být vytvořen s Butterworthovou, Chebyshevovou, Besselovou nebo Caurovou aproximací.

4.2. Integrované SC filtry firmy MAXIM

Firma Maxim je vedle firmy Linear Technology druhou z nejvýznamnějších firem v oblasti výroby integrovaných obvodů se spínanými kapacitami. V této podkapitole budou zmíněny integrované SC obvody používané v kmitočtových filtrech. Tyto integrované obvody SC reprezentují, buď filtry s pevně nastaveným průběhem kmitočtové charakteristiky, nebo jsou to filtry s možností přeladování kmitočtové charakteristiky změnou spínací frekvence. Dále jsou děleny do podskupin, u kterých je nutno navíc použít externí součástky, a nebo tvoří obvody, které nepotřebují připojení externích součástek. Jedná se převážně o obvody, u kterých se změna spínací frekvence, resp. přeladování kmitočtové charakteristiky, provádí naprogramováním, buď externě přes paralelní port PC a obslužný program, nebo přímo zadáním řídicího slova na příslušných pinech integrovaného obvodu. Všechny dále zmiňované filtry jsou 2. řádu.

4.2.1. Filtry s pevně nastaveným průběhem kmitočtové charakteristiky

Tyto filtry lze přeladovat změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek. Filtry spadající do této kategorie jsou uvedeny v tab. 3.1. Obsahují sice interní generátory spínacího signálu, mohou však být buzeny i z vnějšího generátoru například za účelem přeladování. Obvody firmy MAXIM se vyznačují tím, že interní spínací kmitočet je poloviční oproti kmitočtu externího generátoru. V integrovaném obvodu bývá obsažen operační zesilovač s nezapojenými vývody, pomocí něhož lze sestavit jednoduchý filtr buď před vlastní SC filtr (antialiasing), nebo za něj (postfiltrace).

Označení obvodu	řád	typ	aproximace	Rozsah f_{mezni} [Hz]	Poměr f_s/f_{mezni}	Poznámka
MAX291	8	DP	Butterworth	0,1-25000	100:1	
MAX292	8	DP	Bessel	0,1-25000	100:1	
MAX293	8	DP	Cauer	0,1-25000	100:1	$f_0/f_{\text{mezni}}=1,5$, útlum 78dB, zvlnění 0,15dB
MAX294	8	DP	Cauer	0,1-25000	100:1	$f_0/f_{\text{mezni}}=1,2$, útlum 58dB, zvlnění 0,27dB
MAX295	8	DP	Butterworth	0,1-50000	50:1	
MAX296	8	DP	Bessel	0,1-50000	50:1	
MAX297	8	DP	Cauer	0,1-50000	50:1	$f_0/f_{\text{mezni}}=1,5$, útlum 68dB, zvlnění 0,15dB

tab. 4.2: Integrované filtry firmy MAXIM s pevně nastavitelným průběhem kmitočtové charakteristiky.

4.2.2. Programovatelné filtry pomocí PC

Tyto filtry lze přeladovat se změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek. Jedná se o obvody MAX260/261/262, které obsahují dvojici filtrů 2. řádu s nutností naprogramování parametrů f_0 , f_s/f_0 a Q pomocí speciálního programu přes paralelní port osobního počítače. Bloky je možné využít ke kaskádní syntéze filtrů vyšších řádů. Tyto obvody pracují na rozsahu kmitočtu f_0 od 0,01Hz do 140kHz (6 bitů) a rozsahu činitele jakosti Q od 0,5 do 90 (7 bitů). Maximální spínací frekvence je 4MHz.

4.2.3. Filtry přímo programovatelné na příslušném vývodu

Filtry s možností přeladování frekvenční charakteristiky změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek. Princip je stejný jako u předchozí skupiny filtrů s tím rozdílem, že parametry sekcí 2. řádu se nastavují ošetřením příslušných vývodů binárním slovem. Tato kategorie je zastoupena obvody MAX263/264/267/268. Typy 267/268 jsou určeny pro realizaci pásmových propustí a obsahují přídavný nezapojený operační zesilovač. Kmitočet f_0 je možné zvolit v rozsahu od 0,4 Hz až do 140kHz (5 bitů), činitel jakosti Q lze zadat od 0,5 do 90 (7 bitů). Jejich maximální spínací frekvence je 4MHz.

4.2.4. Filtry přímo programovatelné na příslušném vývodu a externím rezistorem

Filtry s možností přeladování změnou spínací frekvence, s nutností použití přídavných rezistorů. Představiteli této skupiny jsou typy MAX265/266. Poměr f_s/f_0 každé ze dvou sekcí 2. řádu se nastavuje šestibitovým řídicím slovem, celková přenosová funkce filtru pak vnějšími rezistory. Maximální dosažitelný kmitočet f_0 je 140kHz u verze MAX266.

4.2.5. Filtry programovatelné externími rezistory

Jsou to filtry s možností přeladování změnou spínací frekvence, s nutností použití přídavných rezistorů. Tyto obvody obsahují podobně jako obvody předchozí skupiny dvojice SC integrátorů s identickými časovými konstantami, které lze řídit spínacím kmitočtem. Po umístění těchto integrátorů do zpětnovazební smyčky vznikne systém 2. řádu, jehož charakteristický kmitočet je dán převrácenou hodnotou součinu časových konstant. Činitel jakosti, jakož i typ přenosové funkce je třeba nastavit vnějšími rezistory a vhodnou volbou vstupu a výstupu. Firma MAXIM nabízí jediný typ MF10 se změnou kmitočtu v rozsahu f_0 od 0,1Hz do 30kHz.

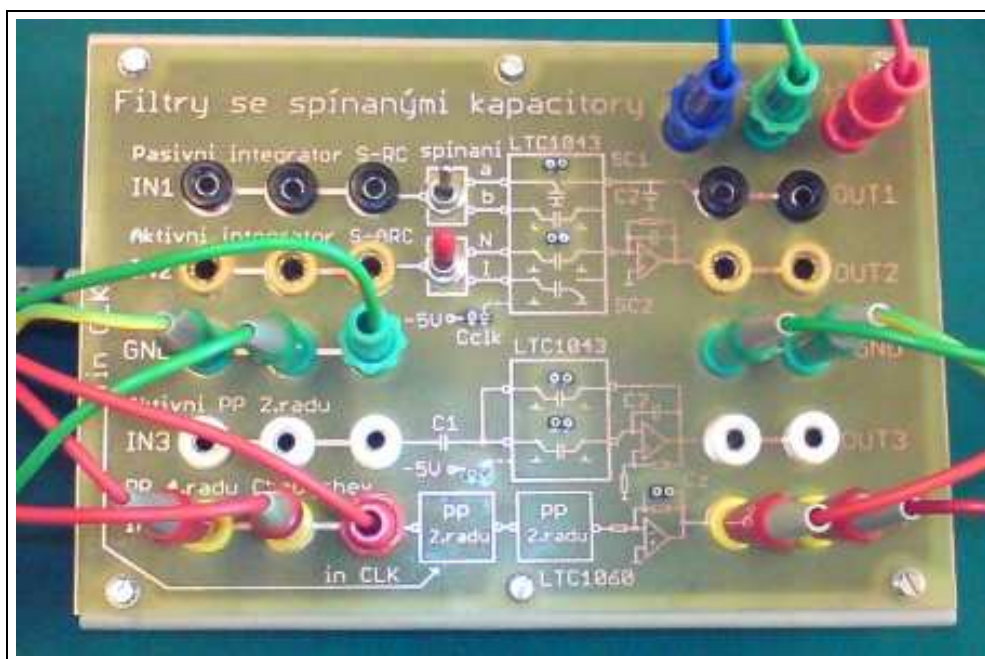
4.2.6. Stejnosměrně přesné dolní propusti

Filtry s možností částečného přeladování změnou spínací frekvence, s nutností použití přídavného rezistoru a kapacitoru. Spínaný obvod spolu s těmito vnějšími součástkami tvoří Butterworthův, resp. Besselův filtr 5. řádu. Filtr je díky speciální konstrukci extrémně stejnosměrně přesný, neboť mezi vstupem a výstupem je jediná součástka - pevný rezistor. Poměr spínací a mezní frekvence je 100:1, mezní kmitočet lze nastavit do 20kHz.

Na trhu jsou k dispozici tři typy těchto obvodů. První od společnosti Linear Technology LTC1062 s aproximací Butterworth, druhý a třetí od firmy MAXIM MAX280 s aproximací Butterworth a MAX281 s aproximací Bessel. Uvedené obvody lze řadit do kaskády.

5. Laboratorní přípravek

Jedním z úkolů této diplomové práce bylo navrhnout laboratorní přípravek obsahující obvody využívající principu spínaných kapacitorů. Pro návrh laboratorního přípravku byly vybrány dva již zmiňované IO: LTC1043, přesný stavební blok pro spínané obvody, a dále pak LTC1060, integrovaný spínaný filtr vyšších řádů s možností zvolení typu aproximace. Oba tyto obvody jsou komerčně dobře dostupné a lze s nimi realizovat různé typy filtrů od elementárních filtrů prvních řádů, až po složitější konstrukce filtru vyšších řádů a specifitějších konstrukcí.



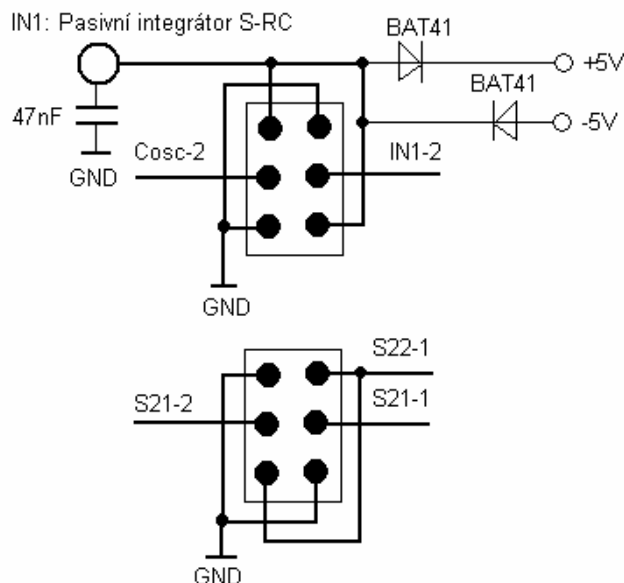
obr. 5.1: Laboratorní přípravek – Filtry se spínanými kapacitami

5.1. Konstrukce přípravku

Laboratorní přípravek je tvořen dvěma deskami plošných spojů. Na horní desce jsou vyvedeny všechny vstupy a výstupy pro proměřování převodních charakteristik filtrů. Dále zde nalezneme precizní dutinky pro připojení spínaných kondenzátorů SC1 a SC2 a pro připojení externích kondenzátorů Cosc na vývody dutinek Cclk. V neposlední řadě se dá k přípravku připojit kondenzátor Cz do zpětné vazby OZ na výstupu PP 4. řádu, kterým se vyhladí výstupní schodovité napětí z výstupu filtru. Spodní strana (bottom) horní desky slouží jako společná zem.

Spodní deska je též oboustranná a je pevně spojena pomocí čtyř vzpěrek s horní deskou. Spodní strana (bottom) spodní desky opět slouží jako společná zem. Propojení mezi jednotlivými deskami je provedeno kabelovými propojkami zakončenými konektory se zámkami. Přípravek je navržen tak, aby v případě poruchy některé součástky, tato součástka buď byla přístupná, nebo bylo možné obě desky od sebe velmi snadno oddělit.

Propojení dvou přepínačů na horní desce plošného spoje je znázorněno na následujícím obrázku 5.2.



obr. 5.2: Zapojení spínačů na horní desce plošného spoje

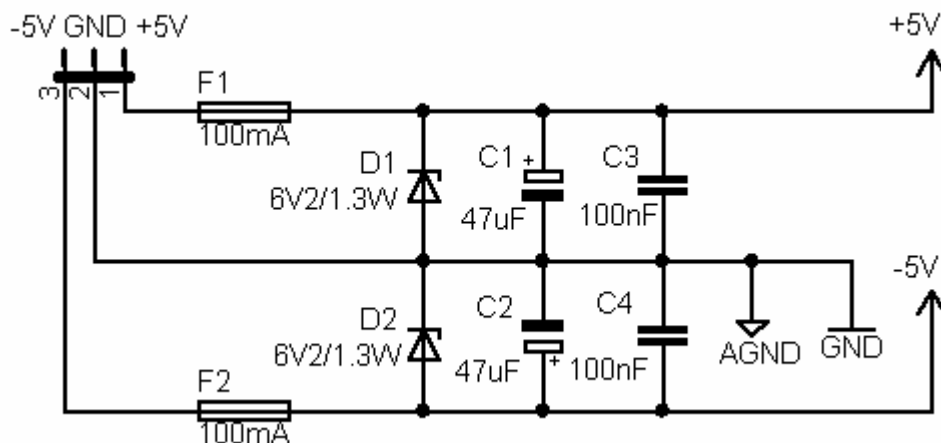
Propojení horní desky pomocí kabelových propojek se spodní deskou je následující. Vstup IN2 - aktivní integrátor S-ARC je spojen na pin IN1-1 umístěný na spodní desce. Vstup IN3 – Aktivní pásmová propust 2. řádu je spojen na pin IN2-2, vstup IN4 – PP 4. řádu Chebyshev je spojena s pinem IN2-1. Obdobným způsobem jsou propojeny i výstupy obou desek. Výstup OUT1 je propojen na pin OUT1-1, výstup OUT2 na pin OUT1-2, výstup OUT3 na pin OUT2-1 a OUT4 na pin XOUT3-1. Precizní dutinky jsou propojeny následovně: SC1 na piny CB2-1 a CB2-2, SC2 na piny CA1-1 a CA1-2, SC3 na piny CA2-1 a CA2-2, SC4 na piny CB2-1 a CB2-2, Cclk1 je propojen na pin Cosc-1 a -5V a Cclk2 je propojen na pin Cosc-2 a -5V.

5.1.1. Externí hodinový signál

Hodinový signál z externího generátoru pro IO LTC1060 je přiváděn přes BNC konektor přímo na spodní desku. Za konektorem BNC je vstupní hodinový signál přiveden přes ochranný odpor na vstup tvarovače, tvořeného obvodem 4011 (NAND s hystezí). Pokud by to vyžadovala situace bylo by možné připojit hodinový signál i k IO LTC1043, a to přes dutinku Cclk.

5.1.2. Napájení a ochrana přípravku

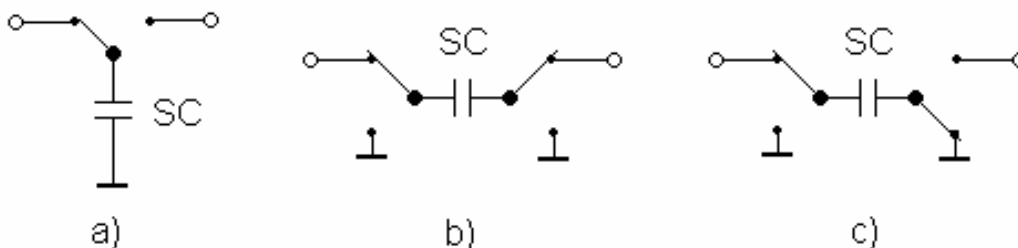
Přípravek je napájen symetrickým napájením $\pm 5V$ a je chráněn proti přepólování a přepětí pomocí pojistek F1 a F2 a zenerovými diodami D1 a D2. Všechny vstupy jednotlivých filtrů jsou též chráněny proti přepětí pomocí schottky diod BAT41.



obr. 5.3: Schéma napájení přípravku

5.2. Využití přípravku

Přípravek je nazván „Filtry se spínanými kapacitami“ a je koncipován pro širší možnost uplatnění. V přípravku jsou využity všechny níže vyobrazené způsoby realizace spínaného kapacitoru simulujícího ekvivalentní rezistor – viz. obr. 5.3.



obr. 5.4: Způsoby realizace spínaného kapacitou použitého v laboratorním přípravku

Laboratorní přípravek je složen ze čtyř samostatných bloků, přičemž každý z nich realizuje odlišný frekvenční filtr. Každý obvodový blok obsahuje samostatný vstup IN1 až IN4 resp. výstup OUT1 až OUT4, ke kterému lze připojit generátor vstupního signálu, dvoukanálový mili-voltmetr a dvoukanálový osciloskop k proměřování např. frekvenčně modulových charakteristik.

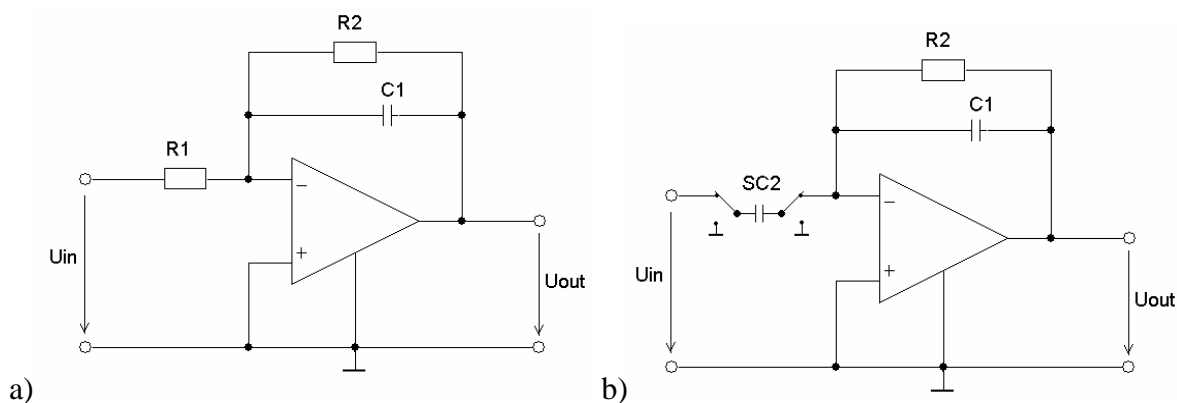
K přípravku lze externě pomocí precizních dutinek připojit, jak spínané kondenzátory SC1 a SC2, tak i kondenzátory Cosc (vývod C_{clk} na přípravku), které upravují (snižují) maximální spínací kmitočet interního generátoru IO LTC1043.

Přípravek obsahuje dva integrované obvody LTC1043, z nichž první realizuje pasivní a aktivní integrátor - viz obr. 5.4 (filtry 1.řádu typu dolní propust) a druhý IO LTC1043 realizuje filtr pásmové propusti 2. řádu – viz. následný obr. 5.5.

5.2.1. Pasivní a aktivní integrátor

Prvního i druhého způsobu spínání kondenzátoru – viz. obr. 5.3 a), b) bylo využito k realizaci pasivního integrátoru S-RC (DP 1.řádu) – černé zdířky na přípravku.

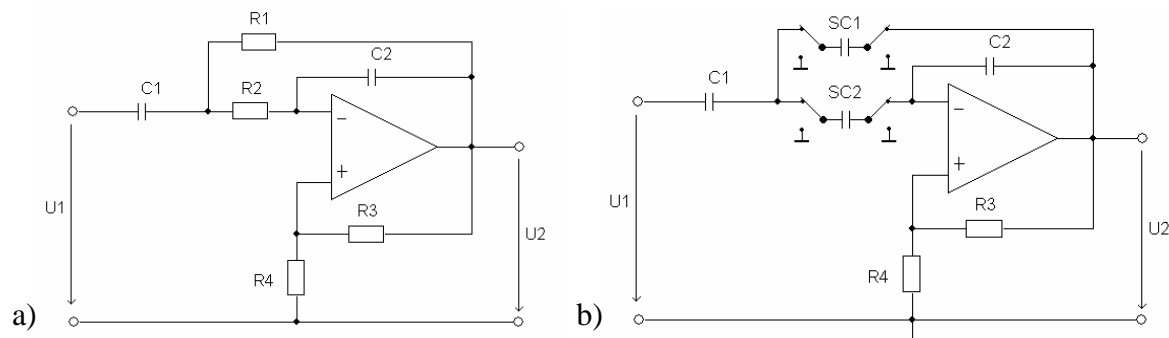
Druh „*spínání*“ kondenzátoru se na přípravku vybírá shora prvním přepínačem (polohy *a* resp. *b*). Druhým přepínačem shora se mění způsob spínání kondenzátoru pro aktivní integrátor S-ARC – hnědé zdířky přípravku. Neinvertující integrátor je vybrán přepínačem dle obr. 5.3 b), invertující integrátor realizuje druhá poloha přepínače dle obr. 5.3 c).



obr. 5.5: a) Zapojení aktivního integrátoru, b) Ekvivalentní náhrada spínaným integrátorem.

5.2.2. Aktivní pásmová propust 2. řádu

Aktivní pásmová propust 2. řádu je na přípravku (bílá zdířka) realizována známým Deliyannisovým zapojením, které obsahuje dva kondenzátory C₁, C₂ a dva rezistory R₁, R₂, nahrazené spínanými ekvivalenty SC₁ resp. SC₂, jak ukazuje následující obr. 5.5.



obr. 5.6: a) Zapojení aktivní RC pásmové propusti 2. řádu, b) Ekvivalentní náhrada spínanou PP 2. řádu

Zapojení pásmové propusti 2. řádu je doplněno aktivním prvkem, operačním zesilovačem, např. uA741 a dále pak rezistory R₃ a R₄, zapojených v kmitočtově závislé kladné zpětné vazbě OZ, a tím je dosaženo vyšších činitelů tvaru realizované komplexně sdružené dvojice pólů. V tomto zapojení se volí rovné hodnoty odporů R₁ a R₂, což je pro naše použití výhodné – filtr je pak přeladitelný pomocí jedné společné spínací frekvence kapacitorů SC₁ a SC₂. Hodnoty kondenzátorů C₁ a C₂ se stanoví dle následujících vztahů (25), pro zvolenou střední frekvenci filtru f₀, odpor R₃ a činitel jakosti Q_p < 20.

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R \cdot \sqrt{2 \cdot Q_p}} \quad C_1 = 2 \cdot C_1 \cdot Q_p \quad R_4 = \frac{R_3}{Q_p} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2 \cdot Q_p}}\right) \quad (25)$$

V návrhu přípravku byla zvolena hodnota rezistoru $R_3 = 10\text{k}\Omega$, činitel jakosti $Q_p = 8$, vypočítána hodnota rezistoru $R_4 = 1\text{k}\Omega$ a pro $f_0 = 1\text{kHz}$ byla určena hodnota $C_2 = 22\text{nF}$ a z ní vypočtena hodnota kondenzátoru $C_1 = 330\text{nF}$.

Výstupy jednotlivých realizovaných filtrů jsou pro vyhlazení výstupních signálů a odfiltrování nežádoucích složek vznikajících vlivem spínacích frekvencí doplněny o napěťový sledovač, realizovaný např. OZ TL084, a dále pak o rekonstrukční filtr typu DP. Dle teoretických předpokladů by bylo zapotřebí na výstupu použít rekonstrukční filtr vyššího řádu, aby potlačení nežádoucích zámkitů ze spínačů v precizních aplikacích bylo cca 80 dB. Avšak pro jednoduchost a nenáročnost přípravku byla zvolena pouze pasivní DP 1. řádu která při spínací frekvenci 100x větší než pracovní kmitočet potlačí nasuperponované zámkity ze spínačů v užitečném signálu o cca 40dB, což je pro naše podmínky dostačující.

5.2.3. Pásmová propust 4. řádu s Chebyshevovou aproximací

Posledním blokem laboratorního přípravku (žluté zdíčky) je spínaný filtr pásmové propusti 4. řádu s Chebyshevovou aproximací realizovaný pomocí dvou kaskádně spojených bloků 2. řádu IO LTC1060. Tohoto filtru je dosaženo pomocí kaskádního spojení dvou pracovních módů 1c s patřičně navrženými hodnotami externích rezistorů. Filtr navržené pásmové propusti je velmi úzkopásmový s poměrem $f_0 / B_{\text{zvlnění}} = 20 / 1$, kde $B_{\text{zvlnění}}$ je šířka pásma zvlnění přenosové charakteristiky filtru a f_0 je střední kmitočet na který je filtr nalazen pomocí spínací frekvence f_s přivedené na hodinové vstupy IO LTC1060. Zvlnění přenosové charakteristiky dosahuje 1dB. Poměr f_0 / f_s je vybrán 1/50, a dále upraven na poměr 1/40, tzn. že pokud je filtr nalazen např. na $f_0 = 1\text{kHz}$, je $f_s = 40\text{kHz}$.

Na výstupu spínaného filtru PP 4. řádu je signál zesílen pomocí napěťového zesilovače, realizovaného např. OZ uA741. Na přípravku je také možno přímo do záporné zpětné vazby OZ připojit filtrační kondenzátor, kterým lze výstupní signál vyhladit.

6. Laboratorní úloha

Díky navrženému a zkonstruovanému přípravku „Filtry se spínanými kapacitami“ byla sestavena laboratorní úloha zabývající se touto problematikou. Jak již bylo uvedeno výše, laboratorní přípravek obsahuje čtyři typy spínaných kmitočtových filtrů. V této laboratorní úloze bude ukázáno několik praktických příkladů, jak lze přípravek v laboratorních podmínkách využít. Přípravek dovoluje jednak měnit různé druhy spínání kapacitorů, řídit externě připojenými kondenzátory velikost spínací frekvence, tak i umožňuje externí připojení samotných spínaných kapacitorů SC různých velikostí.

6.1. Cíle laboratorní úlohy

Hlavní cíle této laboratorní úlohy spočívají v rozšíření znalostí u studentů o obvody se spínanými kapacitami použitých ve frekvenčních filtrech. Studenti si v laboratorní úloze mohou prakticky vyzkoušet a ověřit princip a funkci spínaných filtrů dolních i pásmových propustí různých řádů.

6.2. Zadání úlohy

- 1) Proměřte modulovou frekvenční charakteristiku pasivního spínaného integrátoru S-RC (filtr DP 1. řádu) pro dvě zvolené hodnoty mezní frekvence f_0 . Doporučená hodnota spínaného kondenzátoru je $SC_1 = 1\text{nF}$, při použití spínací frekvence f_s z vnitřního generátoru IO LTC1043 upravenou připojeným externím kondenzátorem C_{osc} . Doporučené vstupní sinusové napětí $U_{vst} = 1V_{pp}$. Hodnota kondenzátoru $C_2 = 33\text{nF}$. Měřením též stanovte mezní kmitočet filtru f_0 (pokles o 3dB) a srovnajte ho s navrženou teoretickou hodnotou.
- 2) Subjektivním pozorováním zkoumejte vliv změny způsobu spínání kapacitoru (poloha přepínače **a** nebo **b**) na výstupní signál pasivního integrátoru S-RC. Výsledek pozorování konstatujte a zdůvodněte v závěru úlohy.
- 3) Proměřte modulovou frekvenční charakteristiku aktivního spínaného invertujícího ztrátového integrátoru S-ARC (aktivní filtr DP 1. řádu) pro dvě zvolené hodnoty frekvence zlomu f_{02} . Doporučená hodnota spínaného kondenzátoru je $SC_2 = 100\text{pF}$, při použití spínací frekvence f_s z vnitřního generátoru IO LTC1043 upravenou připojeným externím kondenzátorem C_{osc} . Doporučené sinusové vstupní napětí $U_{vst} = 1V_{pp}$. Hodnota kondenzátoru $C_2 = 2,2\text{nF}$. Měřením též stanovte kmitočet zlomu f_{02} a srovnajte ho s navrženou teoretickou hodnotou.
- 4) Ověřte možnost vytvoření neinvertujícího integrátoru pouhou změnou spínání kondenzátoru SC_2 – poloha přepínače N (pozn. invertující integrátor - přepínač v poloze I). Vliv změny spínání stručně diskutujte v závěru úlohy.

- 5) Proměřte modulovou frekvenční charakteristiku filtru aktivní pásmové propusti 2. řádu pro dvě zvolené hodnoty střední frekvence f_0 (např. pro $f_0=500\text{Hz}$ a 1kHz). Doporučená hodnota spínaného kondenzátoru $SC_1 = SC_2 = 6,8\text{nF}$, při použití spínací frekvence f_s z vnitřního generátoru IO LTC1043 upravenou připojeným externím kondenzátorem C_{osc} . Doporučené sinusové vstupní napětí $U_{vst}=300\text{mV}_{pp}$. Hodnota kondenzátoru $C_1 = 330\text{nF}$ a $C_2 = 22\text{nF}$. Z grafu stanovte střední kmitočet filtru f_0 , maximální přenos $K_{u_{f_0}}$ a srovnejte f_0 s teoretickou hodnotou navrženého filtru. Na závěr určete šířku pásma a činitel jakosti filtru.
- 6) Proměřte modulovou frekvenční charakteristiku filtru aktivní pásmové propusti 4. řádu s Chebyshevovou aproximací pro tři zvolené hodnoty střední frekvence f_0 (např. pro hodnoty $f_0=500\text{Hz}$, 1kHz a 5kHz). V závěru stručně diskutujte vliv připojeného kondenzátoru C_z (např. 10nF) ve zpětné vazbě OZ na výstupu filtru. Měřením stanovte střední kmitočet filtru f_0 , dále pak B_z (šířku pásma zvlnění) a velikost zvlnění v dB a srovnejte je s teoretickými hodnotami filtru.

6.3. Postup měření

Pro proměřování modulových kmitočtových charakteristik použijeme jako vstupní sinusový signál z laboratorního generátoru. Pro měření napětového přenosu filtru dále použijeme dvoukanálový mili-voltmetr (cejchovaný přímo v dB) a pro pozorování tvaru vstupního a výstupního signálu připojíme na vstup a výstup přípravku navíc ještě dvoukanálový osciloskop.

Pomocí precizních dutinek připojíme k přípravku doporučené hodnoty spínaných kondenzátorů SC_1 a CS_2 dle zadání a z předchozích znalostí navrhne hodnotu kondenzátoru C_{osc} zmenšující maximální kmitočet vnitřního generátoru IO LTC1043, s ohledem na poměr $f_s / f_0 \geq 50/1$ dle následujících vztahů:

$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_2} \quad (26)$$

$$f_s = \frac{1}{R_{ekv} \cdot SC_1} \quad (27)$$

$$C_{osc[pF]} = 190 \cdot \frac{24}{f_s [kHz]} - 24 \quad (28)$$

Pro filtr pásmové propusti 2. řádu stanovíme R_{ekv} dle následujícího vztahu:

$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (29)$$

Činitel jakosti pro filtry pásmových propustí se určí dle známého vztahu:

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (30)$$

Během měření určíme propustné pásmo daného filtru a s ním spojenou mezní frekvenci f_0 (pokles o 3 dB), u pásmových propustí střední frekvenci f_0 (maximální přenos) a šířku pásma, popř. šířku pásma zvlnění a velikost zvlnění. U aktivního integrátoru určíme zlomovou frekvenci (frekvence nulového přenosu).

6.4. Vypracování laboratorní úlohy

6.4.1. Měření modulové kmitočtové charakteristiky pasivního integrátoru.

Návrh parametrů filtru pro mezní kmitočet $f_0 = 200\text{Hz}$:

Zadané hodnoty prvků: $C_2 = 33\text{nF}$, $SC_1 = 1\text{nF}$

$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 24,114\Omega$$

$$fs = \frac{1}{R_{ekv} \cdot SC_1} = \frac{1}{24114 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 41,469\text{Hz}$$

$$Cosc_{[pF]} = 190 \cdot \frac{24}{fs [kHz]} - 24 = 190 \cdot \frac{24}{41,469} - 24 = 85,96\text{pF} \cong \underline{82\text{pF}}$$

Návrh parametrů filtru pro mezní kmitočet $f_0 = 600\text{Hz}$

Zadané hodnoty prvků: $C_2 = 33\text{nF}$, $SC_1 = 1\text{nF}$

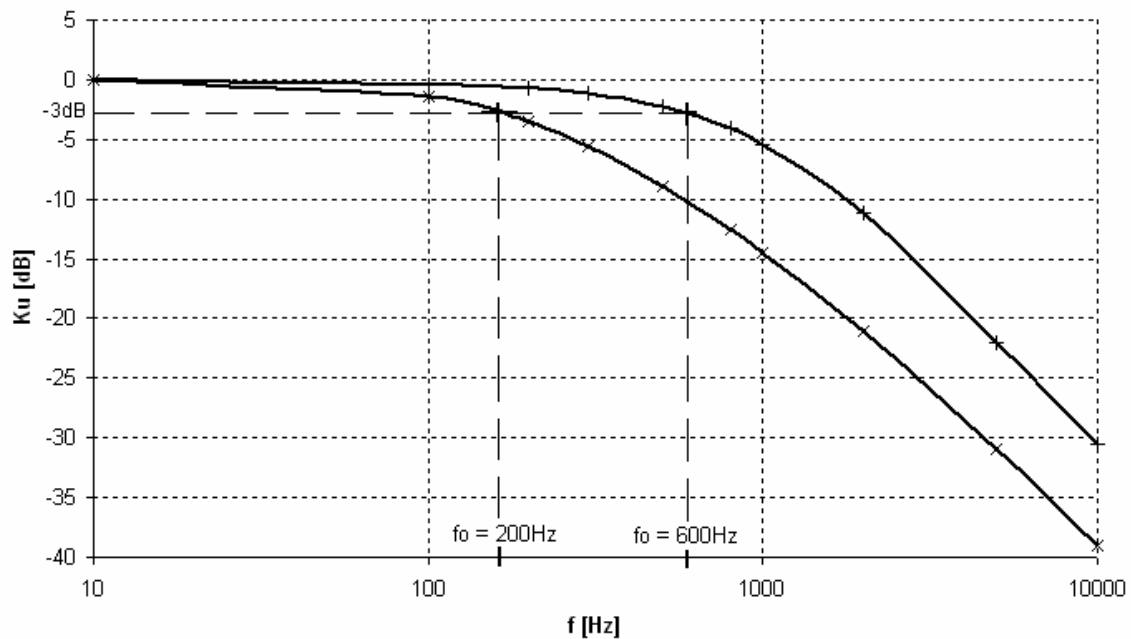
$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 600 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 8,038\Omega$$

$$fs = \frac{1}{R_{ekv} \cdot SC_1} = \frac{1}{8038 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 124,407\text{Hz}$$

$$Cosc_{[pF]} = 190 \cdot \frac{24}{fs [kHz]} - 24 = 190 \cdot \frac{24}{124,407} - 24 = 12,65\text{pF} \cong \underline{12\text{pF}}$$

$f_0 = 200\text{Hz}$	f	[Hz]	10	100	200	300	500	800	1000	2000	3000	5000	10000
	Ku	[dB]	0	-1,4	-3	-5,6	-9	-12,5	-14,5	-21	-25,5	-31	-39
$f_0 = 600\text{Hz}$	f	[Hz]	10	100	200	300	500	600	800	1000	2000	5000	10000
	Ku	[dB]	0	-0,4	-0,7	-1,1	-2,2	-3	-4,1	-5,5	-11,2	-22	-30,5

tab. 6.1: Tabulka neměřených hodnot pro pasivní integrátor S-RC



obr. 6.1: Graf modulových frekvenčních charakteristik pasivního integrátoru S-RC, $f_{01}=200\text{Hz}$ a $f_{02}=600\text{Hz}$, $U_{in}=1\text{Vpp}$.

6.4.2. Měření modulové kmitočtové charakteristiky aktivního ztrátového integrátoru.

Výpočet mezního kmitočtu filtru:

Dané hodnoty prvků: $C_2 = 2,2\text{nF}$, $R_z = 1\text{M}\Omega$

$$f_{01} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}} = \underline{72,34\text{Hz}}$$

Návrh parametrů filtru pro kmitočet zlomu $f_{02} = 300\text{Hz}$

Dané hodnoty prvků: $C_2 = 2,2\text{nF}$, $SC_2 = 100\text{pF}$

$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}} = 241,144\Omega$$

$$f_s = \frac{1}{R_{ekv} \cdot SC_1} = \frac{1}{241,143 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 41,469\text{Hz}$$

$$C_{osc[pF]} = 190 \cdot \frac{24}{f_s [kHz]} - 24 = 190 \cdot \frac{24}{41,469} - 24 = 85,96\text{pF} \approx \underline{82\text{pF}}$$

Návrh parametrů filtru pro kmitočet zlomu $f_{02} = 900\text{Hz}$ Dané hodnoty prvků: $C_2 = 2,2\text{nF}$, $SC_2 = 100\text{pF}$

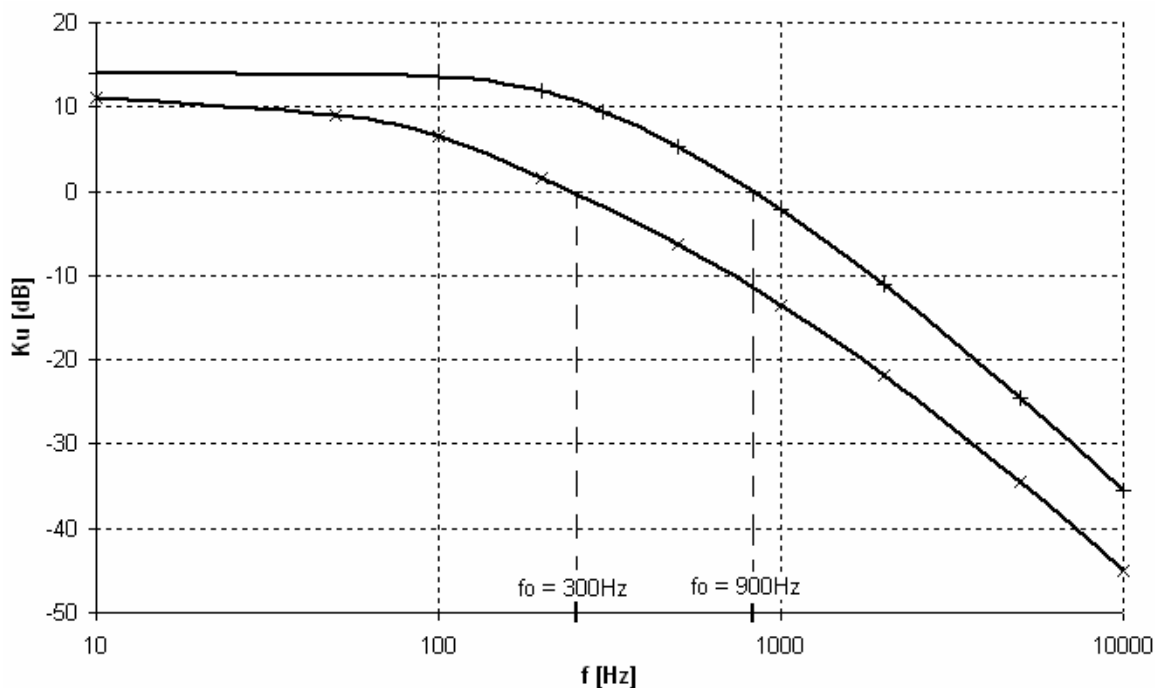
$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 900 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}} = 80,381\Omega$$

$$f_s = \frac{1}{R_{ekv} \cdot SC_1} = \frac{1}{80,381 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 124,408\text{Hz}$$

$$C_{osc[pF]} = 190 \cdot \frac{24}{f_s [kHz]} - 24 = 190 \cdot \frac{24}{124,408} - 24 = 12,65\text{pF} \cong \underline{12\text{pF}}$$

$f_0 = 300\text{ Hz}$	f	[Hz]	10	50	100	200	300	500	1000	2000	5000	10000
	Ku	[dB]	11	9	6,5	1,5	0	-6,2	-13,6	-21,8	-34,5	-45
$f_0 = 900\text{ Hz}$	f	[Hz]	10	100	200	300	500	900	1000	2000	5000	10000
	Ku	[dB]	14	13,5	12	9,5	5,2	0	-2,2	-11	-24,6	-35,5

tab. 6.2: Tabulka modulových frekvenčních charakteristik aktivního ztrátového integrátoru S-ARC, $f_{01}=300\text{Hz}$ a $f_{02}=900\text{Hz}$, $U_{in}=1\text{Vpp}$.



obr. 6.2: Graf modulových frekvenčních charakteristik aktivního ztrátového integrátoru S-RC, $f_{01}=300\text{Hz}$ a $f_{02}=900\text{Hz}$, $U_{in}=1\text{Vpp}$.

6.4.3. Měření modulové kmitočtové charakteristiky aktivní pásmové propusti 2. řádu.

Návrh parametrů filtru pro mezní kmitočet $f_0 = 1200\text{Hz}$

Dané hodnoty prvků: $C_2 = 22\text{nF}$, $C_1 = 330\text{nF}$, $SC_1 = SC_2 = 6,8\text{nF}$

$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1200 \cdot \sqrt{330 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 10^{-9}}} = 1.557 \Omega$$

$$fs = \frac{1}{R_{ekv} \cdot SC_1} = \frac{1}{1.557 \cdot 6,8 \cdot 10^{-9}} = 94.450 \text{Hz}$$

$$C_{osc[pF]} = 190 \cdot \frac{24}{fs [kHz]} - 24 = 190 \cdot \frac{24}{94,45} - 24 = 24,28 \text{pF} \cong \underline{22 \text{pF}}$$

Návrh parametrů filtru pro mezní kmitočet $f_0 = 500\text{Hz}$

Dané hodnoty prvků: $C_2 = 22\text{nF}$, $C_1 = 330\text{nF}$, $SC_1 = SC_2 = 6,8\text{nF}$

$$R_{ekv} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot \sqrt{330 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 10^{-9}}} = 3.736 \Omega$$

$$fs = \frac{1}{R_{ekv} \cdot SC_1} = \frac{1}{3.736 \cdot 6,8 \cdot 10^{-9}} = 39.365 \text{Hz}$$

$$C_{osc[pF]} = 190 \cdot \frac{24}{fs [kHz]} - 24 = 190 \cdot \frac{24}{39,37} - 24 = 91,84 \text{pF} \cong \underline{100 \text{pF}}$$

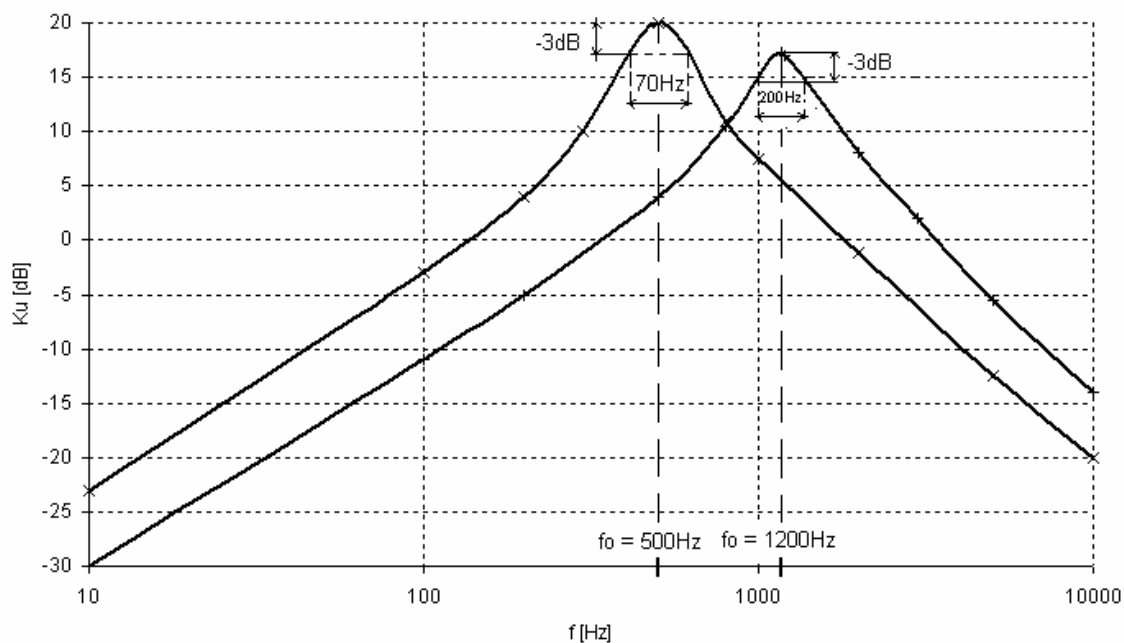
$f_0 = 500 \text{ Hz}$	f	[Hz]	10	100	200	300	500	800	1000	2000	3000	5000	10000
	Ku	[dB]	-23	-3	4	10	20	11	7,5	-1,2	-6,5	-12,5	-20
$f_0 = 1200 \text{ Hz}$	f	[Hz]	10	100	200	500	800	1000	1200	2000	3000	5000	10000
	Ku	[dB]	-30	-11	-5	4	10,5	15	17,5	8	2	-5,5	-14

tab. 6.3: Tabulka modulových frekvenčních charakteristik aktivní pásmové propusti 2. řádu, $f_{01}=500\text{Hz}$ a $f_{02}=1200\text{Hz}$, $U_{in}=1\text{Vpp}$.

Výpočet činitele jakosti:

Z grafu (obr. 6.3) byly určeny šířky pásma filtru $B_1 = 70\text{Hz}$ a $B_2 = 200\text{Hz}$.

$$Q_1 = \frac{f_{01}}{B_1} = \frac{500}{70} = \underline{7,1} \quad Q_2 = \frac{f_{02}}{B_2} = \frac{1200}{200} = \underline{6}$$

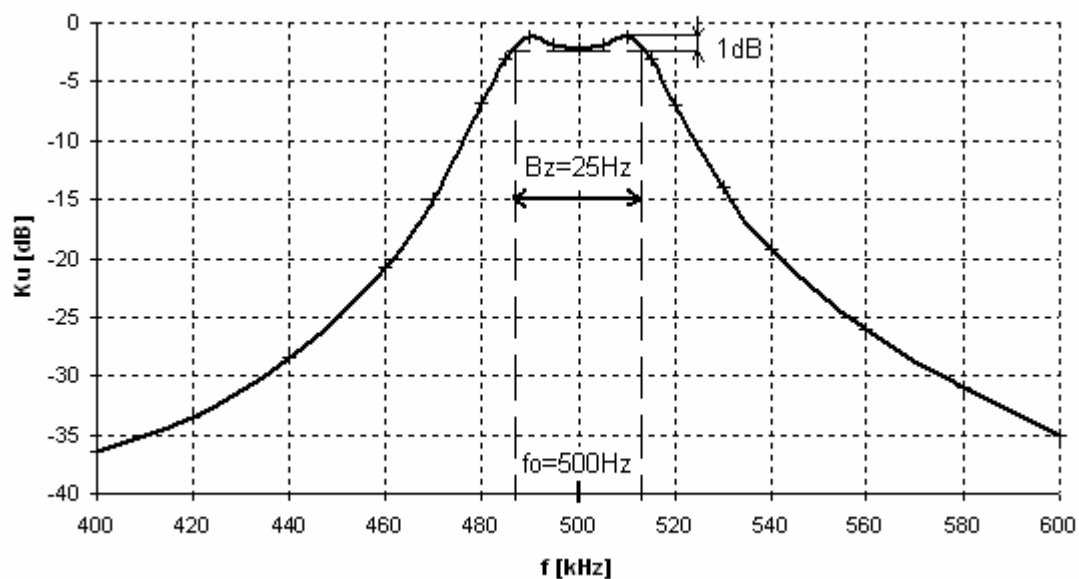


obr. 6.3: Graf modulových frekvenčních charakteristik aktivní PP 2. řádu, $f_{01}=500\text{Hz}$ a $f_{02}=1200\text{Hz}$, $U_{in}=300 \text{ mVpp}$.

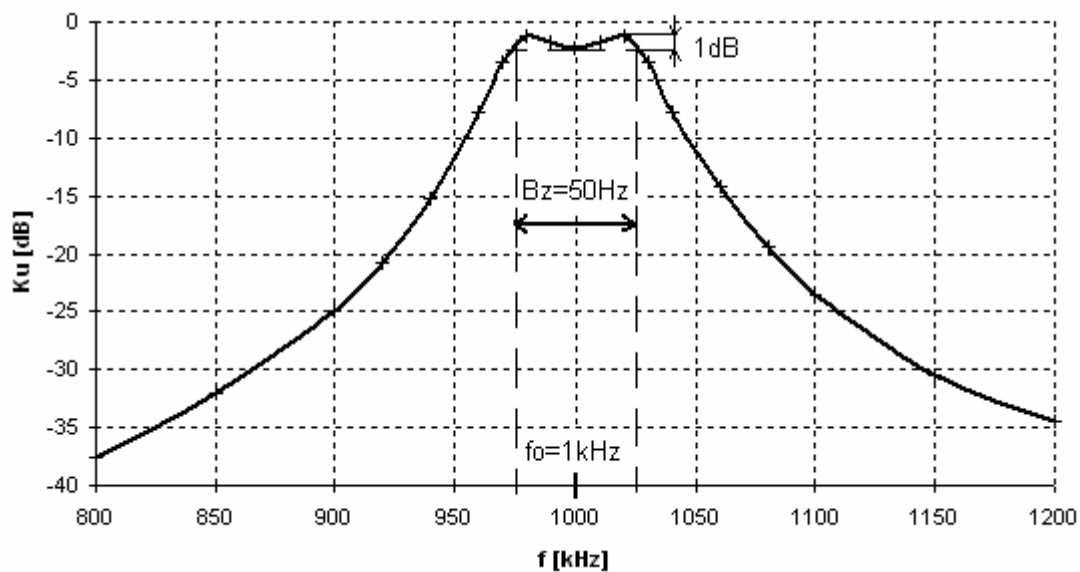
6.4.4. Měření modulových kmitočtových charakteristik aktivní pásmové propusti 4. řádu s Chebyshevovou aproximací.

fs = 20 kHz, fo = 500 Hz, Up-p = 1V		fs = 40 kHz, fo = 1 kHz, Up-p = 1V		fs = 200 kHz, fo = 5 kHz, Up-p = 1V	
f [Hz]	Ku [dB]	f [Hz]	Ku [dB]	f [Hz]	Ku [dB]
400	-36,5	800	-37,5	4000	-39
420	-33,5	850	-32	4200	-35,5
440	-28,5	900	-25	4400	-30,5
460	-20,8	920	-20,8	4600	-23
470	-15	940	-15,2	4800	-10
480	-6,8	960	-7,8	4850	-6
485	-3	970	-3,4	4900	-3,6
490	-1,2	980	-1,2	4950	-4,2
495	-1,8	990	-1,8	5000	-4,7
500	-2,2	1000	-2,25	5050	-4,2
505	-1,8	1010	-1,8	5100	-3,7
510	-1,2	1020	-1,2	5150	-6
515	-3	1030	-3,4	5200	-9,8
520	-7	1040	-7,8	5400	-22,2
530	-14	1060	-14,2	5600	-29,4
540	-19,2	1080	-19,4	5800	-34,4
560	-26	1100	-23,4	6000	-38
580	-31	1150	-30,5		
600	-35	1200	-34,5		

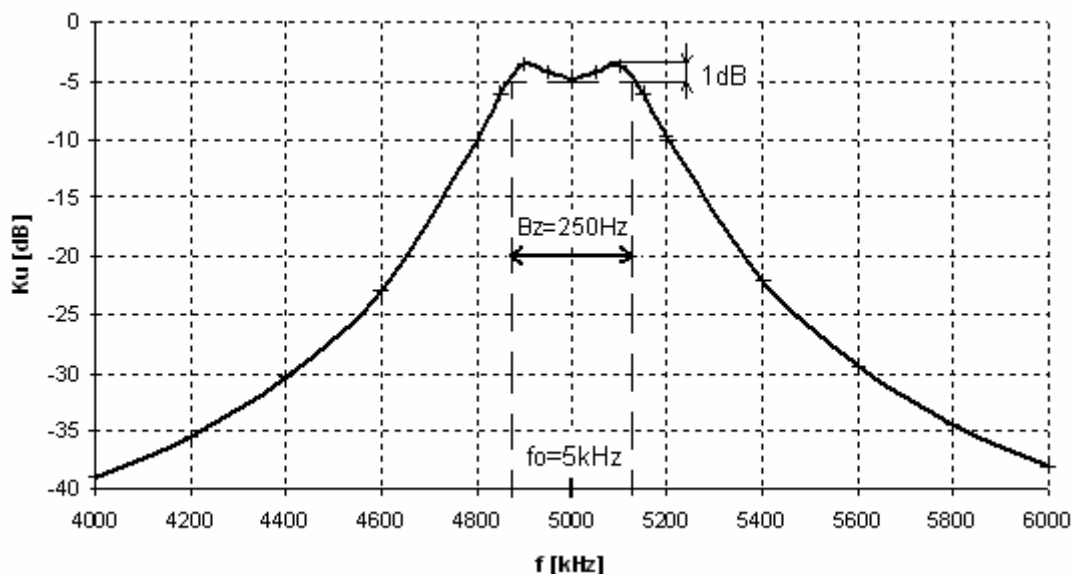
tab. 6.4: Tabulka modulových frekvenčních charakteristik PP 4. řádu s Chebyshevovou aproximací



obr. 6.4: Graf modulové frekvenční charakteristiky pro spínaný filtr PP 4. řádu, Chebyshevova aproximace, $f_s=20$ kHz, $f_0=500$ Hz, $U_{in}=1$ V_{pp}.



obr. 6.5: Graf modulové frekvenční charakteristiky pro spínaný filtr PP 4. řádu, Chebyshevova aproximace, $f_s=40$ kHz, $f_0=1$ kHz, $U_{in}=1$ V_{pp}.



obr. 6.6: Graf modulové frekvenční charakteristiky pro spínaný filtr PP 4. řádu, Chebyshevova aproximace, $f_s=200\text{kHz}$, $f_0=5\text{kHz}$, $U_{in}=1\text{V}_{pp}$.

6.5. Zhodnocení laboratorní úlohy

Pro měření modulových frekvenčních charakteristik pasivního integrátoru S-RC byly zvoleny dva mezní kmitočty $f_{01}=200\text{Hz}$ a $f_{02}=600\text{Hz}$ a dle zvolené hodnoty spínaného kapacitoru SC_1 , byla vypočítána hodnota kondenzátoru C_{osc} pro obě mezní frekvence.

Z naměřených hodnot vynesných do grafu je zřejmé, že mezní frekvence pro pasivní integrátor S-RC stanovená měřením odpovídá zvolené frekvenci navrženého filtru.

Subjektivním pozorováním bylo zjištěno, že různý druh spínání nemá patrný vliv na výstupní frekvenční charakteristiku. Oba dva způsoby spínání kapacitou jsou totožné a hodnota ekvivalentního odporu se nemění.

Pro měření modulových frekvenčních charakteristik aktivního ztrátového integrátoru S-ARC byly zvoleny dva zlomové kmitočty $f_{01}=300\text{Hz}$ a $f_{02}=900\text{Hz}$ a dle zvolené hodnoty spínaného kapacitoru SC_2 , byla vypočítána hodnota kondenzátoru C_{osc} pro obě mezní frekvence.

Z naměřených hodnot vynesných do grafu je zřejmé, že frekvence zlomu pro aktivní integrátor S-ARC stanovená měřením odpovídá zvolené frekvenci navrženého filtru.

Vlivem změny způsobu spínání kapacitoru (viz. obr. 5.1 b), kdy se na vstup invertujícího OZ připojuje opačná polarita napětí dosáhneme na výstup filtru charakteristiku neinvertujícího integrátoru, tj. výstupní signál je oproti invertujícímu integrátoru fázově posunut o 180° .

Pro měření modulových frekvenčních charakteristik aktivní pásmové propusti 2. řádu byly zvoleny dvě střední frekvence $f_{01}=500\text{Hz}$ a $f_{02}=1200\text{Hz}$ a dle zvolených hodnot spínaných kapacitorů $SC_1 = SC_2$, byla vypočítána hodnota kondenzátoru C_{osc} pro obě mezní frekvence.

Z naměřených hodnot vynesných do grafu je zřejmé, že střední kmitočet pro aktivní pásmovou propust 2. řádu stanovený měřením odpovídá zvolené frekvenci navrženého filtru. Maximální přenos filtru PP 2. řádu pro $f_{01}=500\text{Hz}$ byl 20dB a pro $f_{02}=1200\text{Hz}$ byl 17,5dB. Šířka pásma filtru PP 2. řádu pro $f_{01}=500\text{Hz}$ byla 70Hz a jí odpovídající činitel jakosti $Q_1=7,1$. Pro střední kmitočet $f_{02}=1200\text{Hz}$ byla určena šířka pásma 200Hz a jí odpovídající činitel jakosti $Q_2=6$. Dle teoretických předpokladů by měl zůstat činitel jakosti filtru konstantní při jeho přeladování, avšak odchylky od zadané hodnoty činitele jakosti jsou dány tolerancí navržených diskretních prvků filtru a také nepřesností určení hodnot z grafu modulové frekvenční charakteristiky.

Pro měření modulových frekvenčních charakteristik aktivní pásmové propusti 4. řádu, složené kaskádním spojením dvou bloků filtrů 2. řádu, s Chebyshevovou aproximací byly zvoleny tři střední kmitočty $f_{01}=500\text{Hz}$, $f_{02}=1\text{kHz}$ a $f_{03}=5\text{kHz}$. Z grafů jednotlivých modulových kmitočtových charakteristik je zřejmé, že jejich průběhy přesně odpovídají teoretickým předpokladům. Šířka pásma zvlnění B_z je vůči střední frekvenci f_0 pro všechny zkoumané případy vždy v poměru 1/20 a velikost zvlnění je vždy 1dB. Z tohoto závěru je pak patrné, že filtr lze přeladovat spínací frekvencí f_s z externího generátoru při zachování konstantního činitele jakosti filtru.

Připojením kondenzátoru $C_z = 10\text{nF}$ do zpětné vazby OZ na výstupu filtru, došlo k vyhlazení výstupní charakteristiky, resp. pokud kondenzátor nebyl připojen, fungoval OZ pouze jako sledovač napětí a výstupní signál měl „schodovitý“ tvar.

7. Závěr

Velkou předností obvodů se spínanými kapacitami je jejich vhodnost k miniaturizaci, snadná integrovatelnost spojená s jednotnou technologií a v neposlední řadě i vysoká přesnost požadovaných parametrů a snadná přeladitelnost, daná změnou spínacího kmitočtu f_s . IO-SC jsou navíc daleko menší než obdobné IO-ARC a při hromadné výrobě jsou také levnější. Pokud srovnáme plochu klasického rezistoru (napařená hliníková vrstva) a ekvivalentního R-SC, tak pro hodnotu odporu $R = 10\text{M}\Omega$ je potřeba plocha $10^6\text{ }\mu\text{m}^2$, kdežto ekvivalentní R-SC zabírá plochu jen $2,5 \cdot 10^3\text{ }\mu\text{m}^2$. Pracovní kapacity u IO jsou sice velmi malé (řádově pF), avšak čipy mají malý rozptyl hodnot a dobrou teplotní stabilitu. Jejich výrobní tolerance i teplotní závislost se málo projeví na přenosové funkci, protože koeficienty jsou určeny pouze poměrem použitých kapacit. Ten lze udržet s přesností větší než 0,1%, což je až stokrát lepší než u integrovaných obvodů ARC.

Jednou z největších nevýhod těchto obvodů je to, že na výstupu filtru dostáváme vzorkovaný signál, často i s nasuperponovanými nežádoucími zákmity ze spínačů, které je nutné odfiltrovat a navíc pomocí rekonstrukčního filtru vyhladit výstupní „schodovitý“ signál. Tyto skutečnosti nám prodraží celý návrh. Druhou významnou nevýhodou je to, že jsme při našem návrhu filtru omezení shora spínacím kmitočtem a jak je patrné ze simulací filtrů horních propustí, dochází na jejich výstupu k zřetelným zkreslením výstupního signálu. Tudíž pro jednoduché konstrukce filtrů horních propustí se realizace pomocí spínaných kapacitorů příliš nehodí.

Pro simulaci obvodů spínaných kapacitorů byl vybrán simulační program OrCAD PSpice, který je sice dostupný studentům Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií v Brně, ale k simulacím spínaných kapacitorů není příliš vhodný hned z několika důvodů. Knihovny simulačního programu neobsahují vnitřní struktury zmíněných obvodů a ani na internetových stránkách výrobce programu nejsou prozatím k dispozici. V knihovně se nachází pouze model pro IO LTC1043, pomocí něhož pro tuto práci byly odsimulovány jednoduché filtry 1. řádu. Dalším z důvodů je ten fakt, že se pro simulaci nedá použít frekvenční analýza a v časové analýze jsou simulace velmi časově náročné. Tato skutečnost se velmi projeví, pokud požadujeme sledovat chování navrženého obvodu v delším časovém úseku. Obvody spínaných kapacitorů by bylo možné simulovat i v jiných programech, popř. i jim uzpůsobených, ale bohužel tyto programy nejsou běžně dostupné a zakoupení jejich licence by nebylo vhodným řešením.

Pro účely výuky byl navržen a vyroben laboratorní přípravek, který by měl v budoucnu sloužit k rozšíření praktických znalostí o obvody se spínanými kapacitami u studentů navštěvujících výuku buď předmětu „Elektrické filtry“ v bakalářském studijním programu nebo předmětu „Teorie elektronických obvodů“ v navazujícím magisterském programu na Ústavu radioelektroniky VUT v Brně. Laboratorní úloha je koncipována tak, aby si v ní studenti ověřili základní vlastnosti a principy obvodů spínaných kapacitorů, navrhli si vlastní parametry pro spínané filtry, vyzkoušeli si různé způsoby spínání kondenzátorů a posoudili jejich vliv na funkci daného filtru. Ze změřených modulových frekvenčních charakteristik je patrná největší výhoda těchto filtrů spočívající v tom, že je lze přeladovat pomocí spínané frekvence při zachování konstantního činitele jakosti. Tato skutečnost je nejlépe patrná z měření frekvenční charakteristiky pásmové propusti 4. řádu s Chebyshevovou aproximací vytvořenou pomocí integrovaného filtru LTC1060.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BIOLEK, D.: Obvody se spínanými kapacitory. Vyžádaný výukový článek, EDS'95, VUT Brno, 1995.
- [2] MAXWELL, J.C.: A Treatise on Electricity and Magnetism. Vol. 1 and 2, Oxford: Clarendon Press, 1873.
- [3] DOSTÁL, T.: Elektrické filtry. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně, 2004.
- [4] DOSTÁL, T.: Teorie elektronických obvodů - Přednášky, Skripta FEKT VUT v Brně, UREL FEKT VUT Brno, 2006.
- [5] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J.: Kmitočtové filtry, Praha: Technická literatura BEN, 2002.
- [6] FETTWEIS, A.: Theorie des Circuits a Transfert Resonnant. Doctoral Dissertation, University of Louvain, Belgiím, 1963.
- [7] BAKER, L.: Dynamic Transfer Network. United States Patent No. 3 469 213, Sept.23, 1969 (Toled May 16, 1967).
- [8] FRIED, D.L.: Analog Sample-Data Filters. IEEE J. Solid-State Circuits, SC-7, Aug. 1972, pp.302-304.
- [9] TOMAZOU, C. – LIDGEY, F.J. – HAIGH, D.G.: Analogue IC Design: The Current-Mode Approach. Peter Peregrinus Ltd., England, 1993.
- [10] UNBEHAUEN, A. – CICHOCKI, A.: MOS Switched-Capacitor and Continuous-Time Integrated Circuits and Systems. Springer-Verlag, Communications and Kontrol Engineering series, 1983.
- [11] Analog multiplexers-demultiplexers HCF4053B, Datasheet, SGS-THOMSON Microelectronics, 1996.
- [12] Universal Dual Filter Building Block LTC1060, Datasheet, Linear Technology Corporation.
- [13] Dual Precision Instrumentation Switched Capacitor Building Block LTC1043, Datasheet, Linear Technology Corporation.
- [14] HUMLHANS, J.: Přesný stavební blok pro spínané obvody LTC1043 - 1., Rádio plus KTE 2003, č. 6, s. 25–28, Rádio plus, s.r.o, 2003.
- [15] HUMLHANS, J.: Přesný stavební blok pro spínané obvody LTC1043 - 2, Rádio plus KTE 2003, č. 7, s. 25–28, Rádio plus, s.r.o, 2003.
- [16] DOSTÁL, T.: Analogové elektronické obvody. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně, 2004.
- [17] <http://hippo.feld.cvut.cz/vyuka/los/lab1/lsc1.htm>
- [18] DAVÍDEK, V., LAIPERT, M., VLČEK, M.: Analogové a číslicové filtry, ČVUT Praha, 2004.
- [19] MARTÍNEK, P., BOREŠ, P., HOSPODKA, J.: Elektrické filtry, ČVUT Praha, 2003.
- [20] BIČÁK, J., LAIPERT, M., VLČEK, M.: Lineární obvody a systémy – vysokoškolská učebnice, ČVUT Praha, 2007.
- [21] NEUMANN, P., UHLÍŘ, J.: Elektronické obvody a funkční bloky, ČVUT Praha, 2005.

SEZNAM OBRÁZKŮ

obr. 2.1:	Obecné blokové schéma obvodu SC.....	4
obr. 2.2:	a) Princip simulace rezistoru spínaným kapacitorem. b) Ekvivalentní rezistor.....	6
obr. 2.3:	Průběh proudu odebíraného spínaným obvodem v ustáleném stavu.	7
obr. 2.4:	Různé způsoby realizace plovoucích rezistorů SC.....	8
obr. 2.5:	Invertující integrátor SC realizující transformaci FD	9
obr. 2.6:	Neinvertující integrátor realizující transformaci FD	10
obr. 2.7:	Invertující integrátor realizující transformaci BL.....	10
obr. 2.8:	a) Příklad eliptického filtru ARC 2. řádu b) ekvivalentní SC filtr.....	14
obr. 2.9:	Zapojení bikvadu SC.....	15
obr. 2.10:	Dolní propust 2.řádu: a) ARC-DP zapojení Huelsman SAB-DP-H, b) SC-DP ekvivalentní SAB-DP-H.....	16
obr. 3.1:	Zapojení vývodů multiplexeru 4053 (převzato z lit. [11])	17
obr. 3.2:	a) Dolní propust 1. řádu b) Ekvivalentní zapojení DP se spínaným kapacitorem	18
obr. 3.3:	Zapojení spínaného filtru DP s řízeným multiplexerem 4053	19
obr. 3.4:	Vnitřní blokové schéma LTC1043.....	20
obr. 3.5:	Zapojení pro simulaci spínané DP s LTC1043	22
obr. 3.6:	Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=80\text{Hz}$)	23
obr. 3.7:	Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=32\text{Hz}$)	24
obr. 3.8:	Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=16\text{Hz}$)	24
obr. 3.9:	Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=8\text{Hz}$).	25
obr. 3.10:	Kmitočtová závislost filtru DP ($f_0=3,2\text{Hz}$).	25
obr. 3.11:	a) Horní propust 1. řádu b) Ekvivalentní zapojení HP se spínaným kapacitorem	26
obr. 3.12:	Zapojení pro simulaci spínané HP s LTC1043	26
obr. 3.13:	Kmitočtová závislost filtru HP ($f_0=32\text{kHz}$).....	27
obr. 3.14:	Kmitočtová závislost filtru HP ($f_0=3,2\text{kHz}$)	27
obr. 3.15:	Kmitočtová závislost filtru HP ($f_0=8\text{kHz}$).....	28
obr. 3.16:	Kmitočtová závislost filtru HP($f_0=16\text{kHz}$).....	28
obr. 3.17:	Zapojení pro simulaci spínaného invertujícího integrátoru (II-SC)	29
obr. 3.18:	Kmitočtová závislost spínaného invertujícího integrátoru (II-SC)	29
obr. 3.19:	Zapojení pro simulaci spínaného neinvertujícího integrátoru (NI-SC).....	30
obr. 3.20:	Kmitočtová závislost spínaného neinvertujícího integrátoru (NI-SC)	30
obr. 4.1.	Popis vývodů integrovaného obvodu LTC1060	32
obr. 4.2.	Vnitřní blokové schéma LTC1060.....	33
obr. 4.3.	Mód 1 a Mód 1a	35
obr. 4.4.	Mód 1b a Mód 1c	35
obr. 4.5.	Mód 2 a Mód 2a	35
obr. 4.6.	Mód 2b a Mód 3.....	35

obr. 4.7:	Mód 3a	36
obr. 5.1:	Laboratorní přípravek – Filtry se spínanými kapacitami	39
obr. 5.2:	Zapojení spínačů na horní desce plošného spoje	40
obr. 5.3:	Schéma napájení přípravku	41
obr. 5.4:	Způsoby realizace spínaného kapacitou použitého v laboratorním přípravku	41
obr. 5.5:	a) Zapojení aktivního integrátoru, b) Ekvivalentní náhrada spínaným integrátorem ..	42
obr. 5.6:	a) Zapojení aktivní RC PP 2. řádu, b) Ekvivalentní náhrada spínanou PP 2. řádu	42
obr. 6.1:	Graf modulových frekvenčních charakteristik pasivního integrátoru S-RC	47
obr. 6.2:	Graf modulových frekvenčních charakteristik aktivního integrátoru S-RC	48
obr. 6.3:	Graf modulových frekvenčních charakteristik aktivní PP 2. řádu	50
obr. 6.4:	Graf modulové frekvenční charakteristiky pro spínaný filtr PP 4. řádu $f_0=500\text{Hz}$	51
obr. 6.5:	Graf modulové frekvenční charakteristiky pro spínaný filtr PP 4. řádu $f_0=1\text{kHz}$	51
obr. 6.6:	Graf modulové frekvenční charakteristiky pro spínaný filtr PP 4. řádu $f_0=5\text{kHz}$	52

SEZNAM TABULEK

tab. 2.1:	Tabulka popisující jednotlivé stavy při simulování rezistoru SC.	6
tab. 4.1:	Nejpoužívanější pracovní módy LTC1060	34
tab. 4.2:	IO filtry firmy MAXIM s pevně nastavitelným průběhem kmitočtové charakteristiky. ..	37
tab. 6.1:	Tabulka neměřených hodnot pro pasivní integrátor S-RC	46
tab. 6.2:	Tabulka modulových frekvenčních charakteristik aktivního integrátoru S-ARC	48
tab. 6.3:	Tabulka modulových frekvenčních charakteristik aktivní pásmové propusti 2. řádu ...	49
tab. 6.4:	Tabulka modulových frekvenčních charakteristik PP 4. řádu s Chebyshevovou aproximací	50

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA Č.1:	Tabulka pro návrh spínaných DP a HP 1. řádu	58
PŘÍLOHA č. 2:	Schéma zapojení laboratorního přípravku	60
PŘÍLOHA č. 2:	Osazovací schéma DPS laboratorního přípravku	61
PŘÍLOHA č. 3:	Obrazec plošného spoje (zrcadlený) - spodní deska	61
PŘÍLOHA č. 4:	Obrazec plošného spoje - horní deska (top)	62
PŘÍLOHA č. 5:	Obrazec plošného spoje - horní deska (bottom)	63

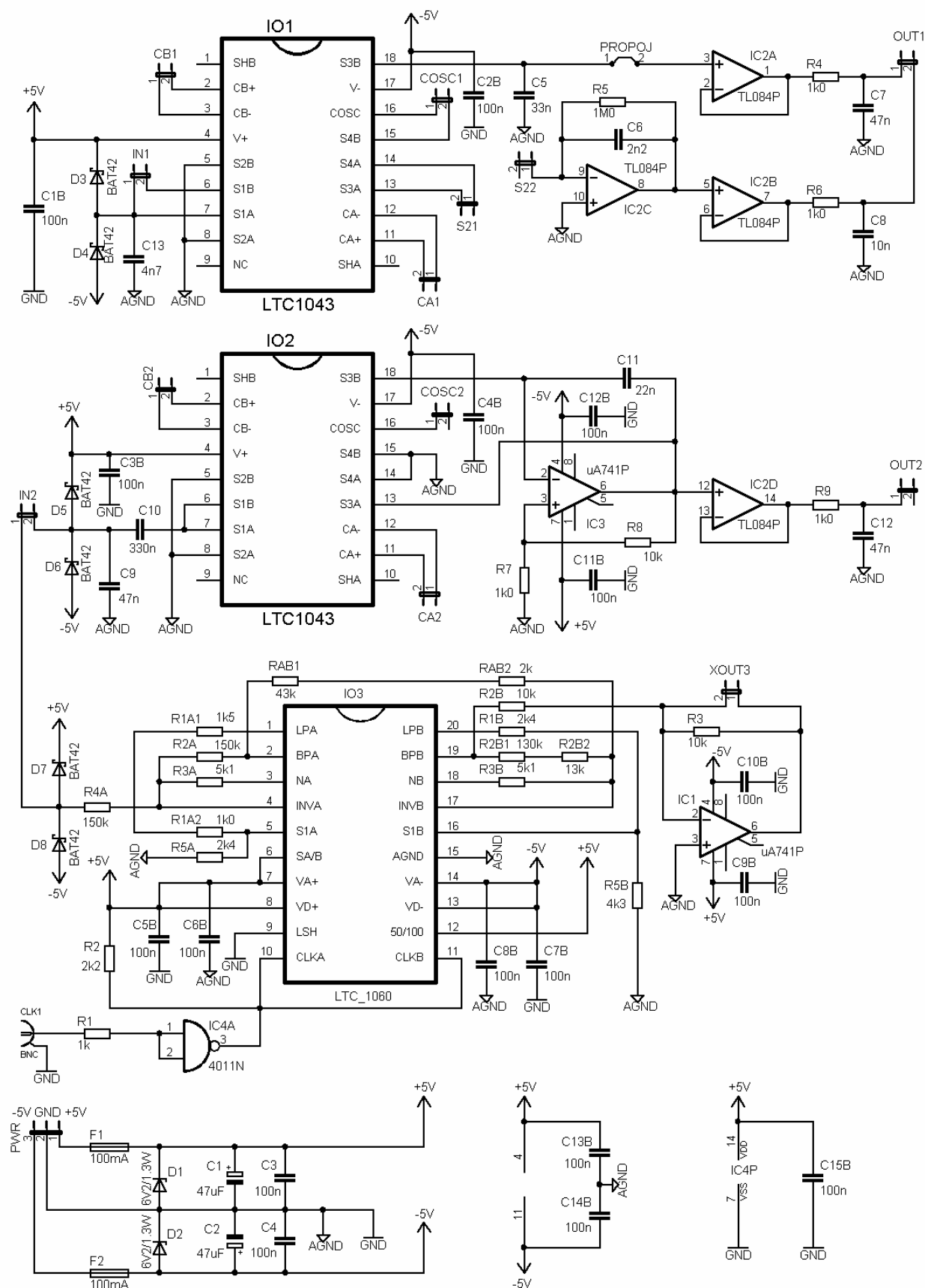
Seznam zkratk a symbolů

AD – analogově digitální	L – cívka
AGND – analogová zem	LP - filtr typu dolní propust (low-pass)
ARC – aktivní filtr, složený z rezistoru, kondenzátoru a operačního zesilovače	L-SC – cívka vytvořená spínaným kondenzátorem
Rosc – odpor ovlivňující frekvenci oscilátoru	N – filtr typu pásmová zádrž (notch)
BP – filtr typu dolní propust (band-pass)	NI-SC – spínaný neinvertující integrátor
Bz – šířka pásma zvlnění	OA, OZ – operační zesilovač
C – kondenzátor, kapacita	out – výstupní svorka, výstup obvodu
Cext – externě připojený kondenzátor	PP – filtr typu pásmová propust
Cclk – kondenzátor, ovlivňující hodinový signál	PP-SC – spínaný filtr pásmové propusti
CLK – hodinový signál (clock)	PZ – filtr typu pásmová zádrž
CMOS – technologie výroby integrovaných obvodů (Complementary Metal–Oxide–Semiconductor)	ΔQ – rozdíl nábojů
Cosc – kapacita ovlivňující frekvenci oscilátoru	Q – činitel jakosti filtru
C _R – spínaný kondenzátor	R – odpor, rezistor
D – dioda (diode)	Rekv – ekvivalentní odpor
DGND – digitální zem	RLC – rezonanční obvod složený z rezistoru, cívky a kondenzátoru
DP – filtr typu dolní propust	R-SC – odpor vytvořený spínaným kondenzátorem
DP-SC – spínaný filtr dolní propusti	S-ARC – spínaný aktivní filtr 1. řádu
FD – transformace forward difference	S-RC – spínaný pasivní filtr 1. řádu
GND – zem (ground)	SC – spínaný kondenzátor (switched capacitor)
HP – filtr typu horní propust	Ts – spínací perioda
HP-SC – spínaný filtr horní propusti	TTL – technologie výroby integrovaných obvodů
I _{avg} – průměrný proud	ΔU – rozdíl napětí
in – vstupní svorka, vstup obvodu	u ₁ – vstupní harmonické napětí
IO – integrovaný obvod	u ₂ – výstupní harmonické napětí
I-SC – spínaný integrátor	V(in)-vstupní napětí
II-SC – spínaný invertující integrátor	U/f – převodník napětí na frekvenci
F – pojistka (fuse)	V(out) – výstupní napětí
f ₀ – mezní, střední frekvence filtru	U ^L _{inp} – liché vzorky vstupního napětí
f _{prac} – pracovní kmitočet filtru	U ^S _{inp} – sudé vzorky vstupního napětí
f/U – převodník frekvence na napětí	U ^L _{out} – liché vzorky výstupního napětí
fs – spínací frekvence	U ^S _{out} – sudé vzorky výstupního napětí
f _{smax} – maximální spínací frekvence	Wz – ztrátová energie
fv – vzorkovací frekvence	ω - úhlový kmitočet
Ku – napěťový přenos	ω_A – mezní kmitočet analogového signálu
K ^{LL} – přenos pro liché vzorky	ω_D – mezní kmitočet digitálního signálu
K ^{SS} – přenos pro sudé vzorky	

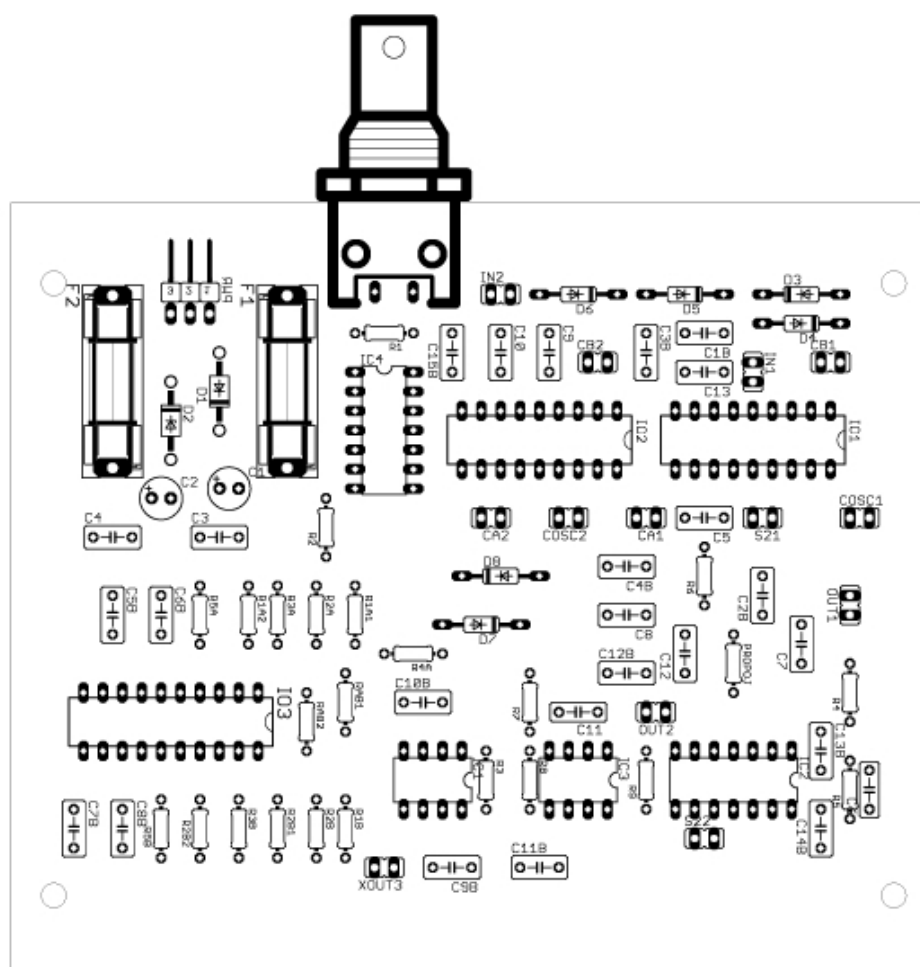
PŘÍLOHA č. 1: Tabulka pro návrh spínaných DP a HP 1. řádu

f ₀ (-3dB)																	
C ₁ = 10pF	[kHz]	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
C ₁ = 100pF	[kHz]	x	x	x	x	x	x	x	79,58	31,83	15,92	7,958	3,183	1,592	0,796	0,318	
C ₁ = 1nF	[kHz]	x	x	x	x	79,58	31,83	15,92	7,958	3,183	1,592	0,796	0,318	0,159	0,080	0,032	
C ₁ = 10nF	[kHz]	x	79,58	31,83	15,92	7,958	3,183	1,592	0,796	0,318	0,159	0,080	0,032	0,016	0,008	0,003	
C ₁ = 100nF	[kHz]	15,92	7,958	3,183	1,592	0,796	0,318	0,159	0,080	0,032	0,016	0,008	0,003	x	x	x	
C _s = 10p																	
R _{ekv}	[kΩ]	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	
f _s	[kHz]	x	x	x	x	x	x	x	5000	2000	1000	500	200	100	50	20	
C _{ext}	[pF]	x	x	x	x	x	x	x	ext clk	ext clk	ext clk	ext clk	ext clk	ext clk	21,6	67,2	204
f _{prac} (1 / 50)	[kHz]	x	x	x	x	x	x	x	100	40	20	10	4	2	1	0,4	
f _{prac} (1/100)	[kHz]	x	x	x	x	x	x	x	50	20	10	5	2	1	0,5	0,2	
C _s = 100p																	
R _{ekv}	[kΩ]	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	
f _s	[kHz]	x	x	x	x	5000	2000	1000	500	200	100	50	20	10	5	2	
C _{ext}	[pF]	x	x	x	x	ext clk	ext clk	ext clk	ext clk	ext clk	21,6	67,2	204	432	888	2256	
f _{prac} (1 / 50)	[kHz]	x	x	x	x	100	40	20	10	4	2	1	0,4	0,2	0,1	0,04	
f _{prac} (1/100)	[kHz]	x	x	x	x	50	20	10	5	2	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02	
C _s = 1n																	
R _{ekv}	[kΩ]	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	
f _s	[kHz]	x	5000	2000	1000	500	200	100	50	20	10	5	2	1	x	x	
C _{ext}	[pF]	x	ext clk	ext clk	ext clk	ext clk	ext clk	21,6	67,2	204	432	888	2256	4536	x	x	
f _{prac} (1 / 50)	[kHz]	x	100	40	20	10	4	2	1	0,4	0,2	0,1	0,04	0,02	x	x	
f _{prac} (1/100)	[kHz]	x	50	20	10	5	2	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	x	x	
C _s = 10n																	
R _{ekv}	[kΩ]	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	
f _s	[kHz]	1000	500	200	100	50	20	10	5	2	1	x	x	x	x	x	
C _{ext}	[pF]	ext clk	ext clk	ext clk	21,6	67,2	204	432	888	2256	4536	x	x	x	x	x	
f _{prac} (1 / 50)	[kHz]	20	10	4	2	1	0,4	0,2	0,1	0,04	0,02	x	x	x	x	x	
f _{prac} (1/100)	[kHz]	10	5	2	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	x	x	x	x	x	

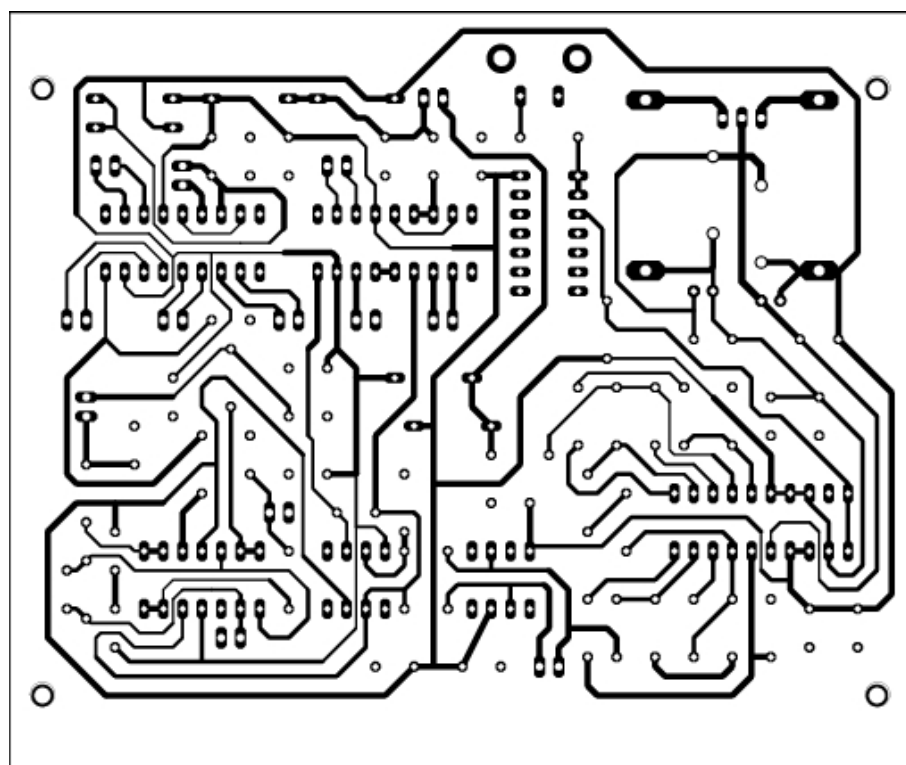
PŘÍLOHA č. 2: Schéma zapojení laboratorního přípravku



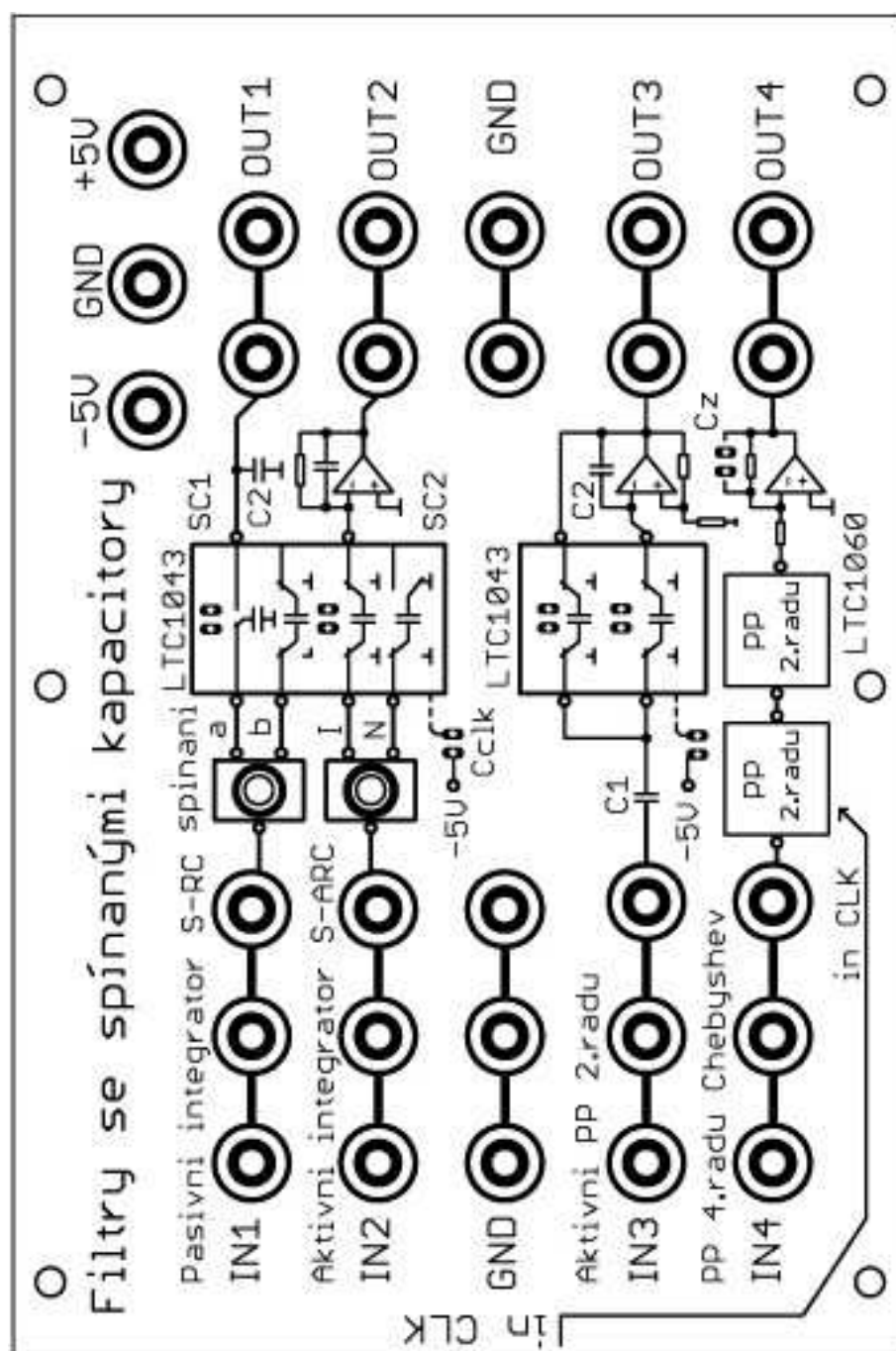
PŘÍLOHA č. 2: Osazovací schéma DPS laboratorního přípravku



PŘÍLOHA č. 3: Obrazec plošného spoje (zrcadlený) - spodní deska



PŘÍLOHA č. 4: Obrazec plošného spoje - horní deska (top)



PŘÍLOHA č. 5: Obrazec plošného spoje - horní deska (bottom)

